Nº 5
Novembro
1986

elektor eletrônica

CZ$ 25,00

- Expansões para a linha MSX
- Pré + potência + controle remoto
- Divisor ativo de frequências
- A eletrônica nas câmeras fotográficas
- Motores de passo

FILCRIL

O universo da eletrônica às suas ordens!

Componentes eletrônicos - circuitos integrados, diodos, transistores, circuitos impressos, resistores, capacitores, EPROMs, soquetes e conectores.

Instrumentos - osciloscópios, multímetros, ohmímetros, capacímetros, freqüencímetros, fontes de alimentação.

Informática - microcomputadores, periféricos, suprimentos, software.

Diversos - alto-falantes, jogos eletrônicos, cartuchos.

Esperamos por você em nossos endereços:

São Paulo
Rua Santa Ifigênia, 480
Tel.: (011) 220-3833

Rio de Janeiro
Rua República do Líbano, 7
Tel.: (021) 224-3399

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Correio 8
Mini-anúncios 9
Teletipo 10
Mercado 68

TECNOLOGIA

As câmeras de controle eletrônico 11
Uma boa olhada nos circuitos internos da Minolta 9000, que é um verdadeiro computador fotográfico

A leitura dos códigos de barras 25
Toda a eletrônica empregada nas canetas óticas, usadas na "tradução" dos códigos barrados

Os motores de passo 39
A mais versátil alternativa aos servomecanismos tradicionais

MONTAGENS

Divisor ativo de freqüências 17
Monte uma rede divisora eletrônica para sistemas que empregam bi ou tri-amplificação

Expansões MSX — 1ª parte 33
Em três artigos, mais utilidades para seu micro MSX, começando por uma placa-cartucho com memória ROM

PRECO — pré-amplificador + controle remoto 46
Utilizando apenas componentes fáceis, este pré pode ser controlado à distância em todas as suas funções

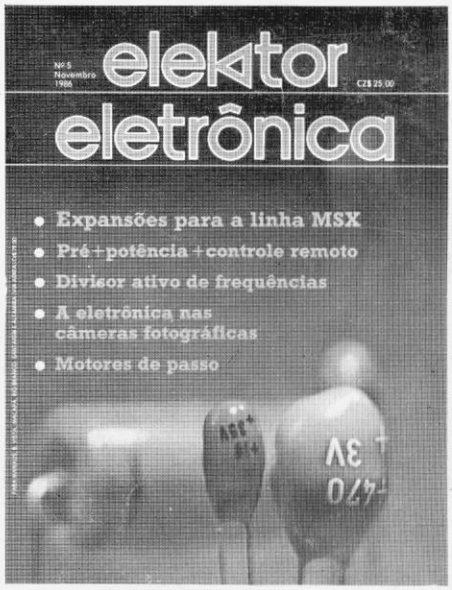
Avaliador de pilhas e baterias 51
Um instrumento simples e barato para avaliar a carga de pilhas de zinco-carbono e alcalinas

EQUIN — amplificador de potência 53
Totalmente compatível com o PRECO, este amplificador apresenta características semiprofissionais

Sinais "limpos" para o ZX81 65
Solução para melhorar a confiabilidade do sistema FSK de gravação de vários micros pessoais

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Informações sobre soldagem e circuitos impressos 60
Como tratar adequadamente das placas impressas, desde a confecção até a montagem dos componentes



O áudio e a informática dividem as honras desta edição. No primeiro grupo estão o divisor ativo de freqüências, um moderno circuito que permite melhorar a reprodução sonora realizando a separação de faixas antes do estágio de potência, e também o conjunto PRECO/EQUIN, um sistema completo de amplificação, muito bem detalhado, tanto na parte teórica como prática.
No segundo grupo temos uma série inédita de expansões para a linha MSX, começando por um cartucho "caseiro"; e ainda um circuito que melhora a reprodução dos programas gravados em fita, fazendo uma verdadeira "faxina" nos sinais.

elektor códigos

elektor eletrônica

Elektor — edição brasileira

Ano I, Número 5, Novembro 1986

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Av. Ipiranga, 1100, 9º andar,
CEP 01040 São Paulo, fone: (011) 229-8688

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo (chefe);
Francisco Reinaldo Borges (diagramador);
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo (assistente)

Laboratório: José Divino dos Santos

Comercial: Lilian Rose Grunwald (gerente);
Ilda Pereira Romito
e Rosa Maria Lopez Alvarez (contatos)

Assinaturas: Marli Mantovani

Redator-chefe da edição internacional: Paul Holmes

Redação internacional: E. Krempelsauer.
H. Baggen, A. Dahmen, R. Day, I. Gombos,
P. Kersenmarkers, R. Krings, P. von den Linden,
G. McLoughin, D. Mayer, G. Raedersdorf,
J. van Roolj, G. Schell, L. Seymour, T. Wijffels.

Laboratório: K. Walraven, J. Barendrecht,
G. Dam, K. Djedrich, G. Nachbar, A. Nachttman,
A. Sevriens, J. Steeman, P. Theunissen

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij
Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações
Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Proibida a reprodução total ou parcial,
mesmo citando-se a procedência,
dos artigos assinados, fotografias,
projetos e circuitos impressos publicados em
Elektor.

Direitos de reprodução:
Elektuur B. V., 6190 AB Beek(L), Holanda
Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelt, R.F.
de Alemanha
Glentop Publishers Ltd. London EN5 1ED,
Inglaterra
Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, França
Elektor, Karasaki 14, Voula, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane,
Bombaim, União Indiana
Ediciones Ingelek S.A., Pza Republica del
Ecuador, 2, 1º A y B, 28016 Madrid, Espanha
Elektor, Rua D. Estefânia, 32 — 1º, 1000
Lisboa, Portugal

Composição e Fotolito
GAZETA MERCANTIL

Distribuição
DINAP
Abril Cultural S/A

Impressão
DCI Indústria Gráfica S.A.

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros.
Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
M (mili) = 10^{-3}
k (kilo) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 kΩ = 2700Ω
3,3 MΩ = 3 300 000Ω
Todos os resistores utilizados são de filme de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
4,7 pF = 0,000 000 000 004 7 F;
10 n = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20 kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V e não V_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista.
Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explicita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Pedido de números atrasados

Para receber em casa as edições atrasadas de Elektor, basta preencher o cupom abaixo e anexar a ele um cheque nominal à Publitron Publicações Técnicas Ltda. O valor do cheque deve ser de Cz$ 27,00 para cada exemplar pedido (onde Cz$ 2,00 cobrem as despesas postais). Se não quiser recortar a revista, copie o cupom em um folha à parte.

☑ Sim, quero receber a(s) edição (ões) nº ..... da revista Elektor. Estou enviando, para isso, um cheque no valor de Cz$ ....., do banco .....

Nome .....

Endereço .....

Cidade/Estado ..... CEP .....

Assinatura .....

Publitron Publicações Técnicas Ltda. Caixa Postal 4861 CEP 01051 São Paulo – SP

GERADOR ELETRÔNICO (Inversor - Power Verter)

De 150VA à 20KVA., em onda quadrada e senoidal também com saída regulada praticamente sem distorção harmônica.
Fabricamos sob encomenda inversores com qualquer entrada, saída, freqüência e potência, com ou sem carregador de bateria automático para as mais diversas aplicações, inclusive UPS (energia ininterrupta), conversores de freqüência, fontes comuns e chaveadas.

CIRCUITO IMPRESSO

Faça você mesmo seu circuito impresso. Temos para pronta entrega todo material em qualquer quantidade. Completa linha para confecção do fotolito, para sensibilização, gravação, corrosão e acabamento com prata e verniz antioxidante. Únicos no País. Método fotográfico e prático.
Atendemos todo Brasil, via reembolso aéreo.

DISCOVERY ELETRÔNICA LTDA.
RUA AMAZONAS DA SILVA, 378
FONES: 264-0334 e 264-1929
02051 — SÃO PAULO

Novo Multímetro Digital de 4 1/2 Dígitos

- O mais econômico do mercado.
- 4 1/2 dígitos com resolução de 0,005%.
- Auto-zero e auto polaridade.
- Tensão DC e AC: de 200mV a 1.000 V (600V em AC).
- Corrente DC e AC: de 200μA a 2A.
- Resistência até 20 MΩ

EMS
Equipamentos Eletrônicos Ltda.
Rua João de Souza Dias, 1333 – 1º Andar
CEP 04618 – São Paulo – SP
Tel.: (011) 531.6107 – Cx. Postal 18061 – CEP 04699.

correio

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

DEFASADOR DE ÁUDIO E... QUEIXAS

Em primeiro lugar, parabéns pelo lançamento da revista Elektor (...). Pelos dois números que tenho em mãos pude notar que a mesma é de excelente nível profissional. Adorei o artigo do Defasador de Áudio; que tal lançar agora *flangers*, *chorus*, câmaras de eco (digitais e analógicas), *overdrivers*, distorcedores, VCFs — enfim, circuitos que interessam a nós, guitarristas, tecladistas e hobistas?

Quanto ao defasador, não seria possível publicar um diagrama das interligações usando dois módulos de retardo? Não consegui entender direito, no final do artigo, se as saídas de retardo são ligadas em série ou paralelo, nesse caso. No artigo diz que vão em série, mas me parece que ligando as saídas em R51...R54 elas ficarão em paralelo (...)

Mário Aparecido da Silva
Uberlândia — MG

Sempre que sai uma nova revista de eletrônica eu a compro, pensando ser melhor do que as outras. Estou lendo o nº 2 de Elektor Eletrônica e vejo que é igual às outras; os projetos não são muito explicativos e é um costume bem ruim deixá-los incompletos, para editar uma errata no número seguinte, obrigando o leitor a comprar a revista (...) Se o projeto não funciona, a revista fica esquecida e a gente, em vez de aprender ou se aprofundar mais, acaba desaprendendo e perdendo o interesse. É o caso do Defasador de Áudio, que não traz escrita a entrada, nem como se usa as saídas (...)

Outra coisa bem importante: a revista não devia ter propaganda e deveria vir acompanhada das placas dos vários projetos (...)

Eurides Correa
São Paulo — SP

Após vários anos de trabalho na edição de publicações técnicas, aprende-se uma coisa muito importante: é impossível atender, com uma só revista, toda a gama de pessoas interessadas em eletrônica. Pode-se até tentar, mas corre-se o risco de não satisfazer a ninguém, pois uma revista dessas iria dedicar tão pouco espaço a cada área da eletrônica e a cada nível de leitores, que deixaria de ser interessante para todos.

É uma tendência muito natural, portanto, direcionar a publicação de acordo com o público que se pretende atingir (e isto não vale só para a área técnica ou só para o Brasil). A revista Elektor não é exceção: seus artigos, tanto teóricos como práticos, têm um grande público, que sentia falta de uma revista de maior nível — frase que é incluída, quase que invariavelmente, em todas as cartas que recebemos.

O caso da publicidade é semelhante, pois não se pode conceber uma revista, nacional ou estrangeira, que não dependa (ao menos em parte) dos anúncios para sobreviver. Além disso, acreditamos que, com a maturidade alcançada pela publicidade brasileira, os anúncios sejam atualmente parte do material informativo de uma publicação, e não espaço desperdiçado, como pensam alguns até hoje. Quanto às placas das montagens Elektor, elas podem ser encontradas em lojas especializadas de São Paulo e do Rio de Janeiro; basta consultar os anúncios (veja só...) publicados em toda edição da revista.

O artigo do Defasador de Áudio (Elektor nº 2), confessamos, deixou um pouco no ar essa parte da ampliação dos módulos. Realmente, pela própria estrutura do circuito, só tem sentido sua ampliação ligando-se os blocos de retardo em série; acreditamos que a confusão toda tenha sido provocada pelos quatro resistores de acoplamento, ligados à entrada inversora de CI9, que dão mesmo a impressão de uma conexão em paralelo.

Explicando de outra forma, os blocos são ligados entre si diretamente pelas saídas "retardo", enquanto o sinal de áudio final (aquele que é usado pelo usuário) só deve ser tomado da saída de CI9. Acontece que o projeto permite que se tome o sinal com retardo na saída de qualquer um dos blocos — obtendo-se retardos com 8, 16, 24 e 32 etapas, no caso de dois módulos ligados em série. Como o sinal deve sempre passar por CI9, antes de sair do sistema, os projetistas previram vários resistores de acoplamento, cada um deles servindo para um nível de retardo.

Assim, o recurso dos quatro resistores serve para possibilitar que, a qualquer momento, o operador possa alterar o grau de retardo do circuito, comutando os blocos juntamente com esses resistores na entrada de CI9. Em outras palavras, os quatro resistores ficam ligados um de cada vez àquele CI, que não é propriamente um misturador, e sim um reforçador do sinal de saída.

SUGESTÕES

De início, gostaria de expor minha satisfação ao verificar a publicação de alto nível, tanto técnico como de impressão, da já muito conhecida Elektor. Já conheço a edição inglesa há varios anos e fiquei sabendo da publicação em português através de um colega de trabalho. Ele queria mostrar-me, eufórico, uma nova revista de eletrônica que havia surgido na praça. Qual não foi minha surpresa (extremamente agradável, diga-se de passagem) ao constatar que se tratava da "velha amiga" Elektor, agora em português.

Mas como elogios (merecidos) vocês devem estar cansados de ouvir, gostaria de fazer uma pergunta e uma sugestão: está nos planos da Publitron editar em português os livros da série Elektor estrangeira? Acho que muitos deles teriam grande aceitação no Brasil e meu maior interesse está no livro sobre o sintetizador Elektor (*Elektor Formant Synthesizer*). Já estava para fazer o pedido à importadora, quando tomei conhecimento da Elektor tupiniquim e resolvi consultá-los, já que há grande demora na importação do mesmo.

correio

Finalmente, a sugestão: que tal colocar o *lay-out* dos impressos nas páginas centrais, com o verso das mesmas em branco, como na Elektor estrangeira, permitindo a confecção por processo fotográfico? Seria uma "mão na roda" para os leitores que se propõem a executar as montagens publicadas.

Leodinir F. de Rosso
Curitiba — PR

Parabéns! Estava na hora de "estourar" uma revista de alta qualidade no *ranking* nacional. Fiquei muito satisfeito com a edição nacional da revista Elektor, agora em português (. . .) Gostaria de dar algumas idéias: primeiro, que na parte dedicada ao áudio as matérias fossem mais profissionais, falando, por exemplo, de acústica de estúdios, sonorização de P.A. e palco, técnicas de música digital, instrumentos musicais eletrônicos, mesas de som e outros. Ou, então, publicar uma revista tratando apenas dos temas citados, levando em conta que não há nada parecido no mercado nacional (. . .)

Wagner Ferreira
Rio de Janeiro — RJ

Continuamos a receber cartas de todo o Brasil, parabenizando-nos pela versão "verde-amarela" de Elektor; e não nos cansamos de agradecer a todos pelo incentivo, que esperamos continuar merecendo.

Quanto à publicação dos livros, Leodinir, pode ficar descansado porque já temos planos nesse sentido; deveremos ter alguma novidade nos primeiros meses de 87. E prometemos a seção "Serviço", com as placas prontas para serem reproduzidas, já para o próximo número (que será, inclusive, uma edição especial).

Você deve ter notado, Wagner, que adotamos um critério bastante democrático na seleção de assuntos para a Elektor brasileira; de fato, procuramos sempre alcançar um equilíbrio entre as várias áreas da eletrônica, para contentar a todos os leitores. O áudio sempre teve e terá espaço nas páginas da revista, no qual procuraremos incluir suas sugestões. Até breve.

ASSINE ELEKTOR

Cx. Postal: 4861 – CEP: 01051 – São Paulo SP.

mini anúncios

A revista **Elektor** estará aceitando, a partir da próxima edição, pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

— Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
— Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
— Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
— A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
— Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Elektor — Av. Ipiranga, 1100, 9º andar
CEP 01040 — São Paulo — SP

Soft-houses criam associação paralela

Com origem na própria Comissão de *Software* da Assespro, está sendo estruturada uma nova associação de empresas de informática, mais especificamente de *software-houses*. Reunindo, segundo seus organizadores, cerca de 75% do mercado, a associação tem o objetivo de fornecer um apoio mais concreto à lei de direitos autorais, que deverá regulamentar a propriedade e a utilização dos programas desenvolvidos no país.

SUCESU promove encontro de I.A.

O Brasil ainda ensaia seus primeiros passos em direção ao domínio da inteligência artificial e já teve seu primeiro evento sobre o tema: foi o I Encontro Regional Sobre Inteligência Artificial, composto por painéis técnicos e políticos, palestras locais e internacionais e cursos de linguagens LISP e PROLOG. Promovido pela SUCESU-SP, com o apoio do CNPq, SEI e USP, o encontro estendeu-se de 29 a 31 de outubro, no Centro Empresarial de São Paulo.

Alguns temas abordados nas palestras e painéis: A Inteligência Artificial no contexto da política nacional de informática; Processamento de linguagem natural; Arquiteturas não convencionais — perspectiva brasileira; I.A. na automação industrial e instrumentação digital. Participaram representantes e pesquisadores de vários órgãos governamentais, tais como o FINEP e o CNPq, e de universidades brasileiras, como a PUC/RJ, USP e UFSC.

Cresce mercado de impressoras a laser

As impressoras tipo matricial e margarida — as chamadas "impressoras de impacto" — parecem estar com os dias contados. Isto é válido ao menos nos Estados Unidos, onde os modelos sem impacto vêm ganhando terreno rapidamente — principalmente as eletrofotográficas que atuam com raio laser. Como vantagens, elas exibem uma velocidade 20 a 30 vezes superior à de uma margarida e níveis de ruído comparativamente reduzidos, a um custo apenas pouco maior. Em contrapartida, ainda não alcançaram a tão desejada "qualidade carta", o que tem limitado sua popularidade. Através de aperfeiçoamentos previstos, porém, os fabricantes esperam conquistar um mercado de 8,5 milhões de dólares em 1990, considerando-se todos os modelos sem impacto (ou seja, por jato de tinta, térmicos e eletrofotográficos); até o momento, esse mercado é praticamente dominado pela Hewlett-Packard e Apple. Os dados foram fornecidos pela Frost & Sullivan, companhia internacional de informações empresariais e pesquisa de mercado, representada no Brasil pela Schlochauer e Associados, de São Paulo.

TV de alta definição em debate

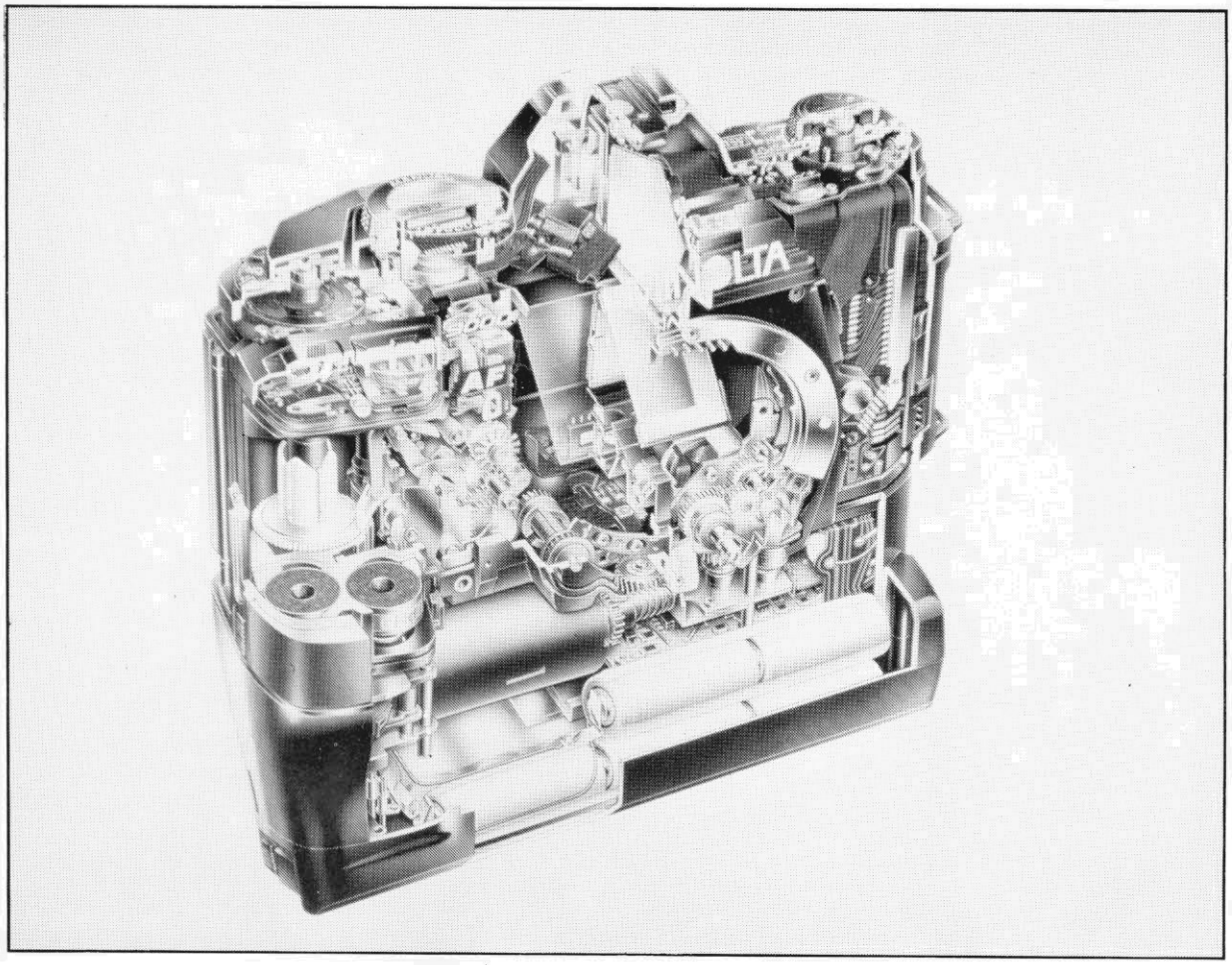
Uma delicada questão sobre a tecnologia de vídeo está dividindo os países do 1º mundo: trata-se da padronização da TV de alta definição, que colocou japoneses e norte-americanos de um lado e europeus de outro. O primeiro grupo defende, através de uma proposta apresentada ao CCIR (Comitê Consultivo Internacional de Radiocomunicações), a adoção imediata de um padrão empregando 60 Hz e 1125 linhas (contra as 525 atuais do NTSC). O segundo opõe-se a essa proposta, considerando-a tecnicamente prematura e injusta.

Não se trata de uma simples divergência sobre o número de linhas a ser adotado e sim da frequência; de fato, a Europa em peso utiliza o padrão de 50 Hz — totalmente incompatível com o novo padrão sugerido. Assim, se quisessem usufruir de informações transmitidas ou gravadas segundo o sistema proposto, os europeus seriam obrigados a mudar seu próprio padrão de TV, implantado há muitos anos.

Dessa forma, as nações desse bloco (acompanhadas pela Austrália) sugerem um adiamento dessa decisão, permitindo à própria tecnologia evoluir, e propiciando a implantação do chamado "padrão 4.2.2" de TV digital — que vai permitir uma compatibilização dos dois grandes sistemas mundiais, sem sacrifícios de ambos os lados. Esse padrão digital único foi unanimemente aceito através de dois acordos internacionais, firmados em 82 e 85.

Feira francesa de alta tecnologia

O SICOB — Salão Internacional de Informática, Telemática, Comunicações e Organização de Birôs deverá realizar sua feira anual entre 6 e 11 de abril de 1987, em Paris. O evento irá realizar-se em dois pontos distintos da cidade e será composto por exposições e congressos sobre informática e telecomunicações, abrangendo equipamentos, *software*, espaço de trabalho, automação industrial e prestação de serviços. Mais informações podem ser obtidas junto à *Promosalons Brasil* — R. Araquan, 63 — 01306 — S. Paulo — fone: (011) 259-0138.



As câmeras de controle eletrônico

Os modernos CIs, com integração cada vez maior, adaptam-se melhor do que nunca às atuais câmeras fotográficas. Para saciar a curiosidade de todos, "dissecamos" a Minolta 9000, exemplo típico de como a eletrônica e a fotografia interagem em nossos dias.

Quando Daguerre lançou a pedra fundamental da fotografia, em 1839, também deu início ao desenvolvimento da câmera fotográfica — que por mais de cem anos, então, manteve-se um instrumento puramente mecânico. Durante esse período, porém, de uma incômoda caixa quadrada com lentes fixas transformou-se gradativamente em um pequeno e prático aparelho, resultado de uma engenharia sofisticadíssima, oferecendo mais e mais recursos ao fotógrafo.

A introdução da eletrônica nas máquinas fotográficas é coisa recente. É bem verdade que o exposímetro de trinta ou quarenta anos atrás empregava uma célula de selênio e um sensível galvanômetro de bobina móvel. Mas por muitos anos esse foi o único recurso fotográfico a usar algo eletrônico. Mais tarde surgiu o exposímetro de CdS (sulfeto de cádmio), já bastante reduzido para ser embutido na própria câmera.

Na época, há cerca de vinte anos, os demais componentes eletrônicos ainda eram muito grandes para caberem no interior da máquina. Somente após a miniaturização do transistor e o advento dos circuitos integrados, há quinze anos, os fabricantes de equipamento fotográfico começaram a perceber as vantagens de complementar as possibilidades mecânicas das câmeras através de componentes eletrônicos.

A eletrônica não demorou a provar que, além de baratear a produção, também era capaz de fornecer fotos mais perfeitas. A confiabilidade deixou a desejar por algum tempo, que felizmente foi bastante curto. O resultado dessa primeira etapa foram as câmeras semi-automáticas, com obturador controlado eletrônicamente, automação programável e outros recursos.

Tais desenvolvimentos levaram à invenção das câme-

1

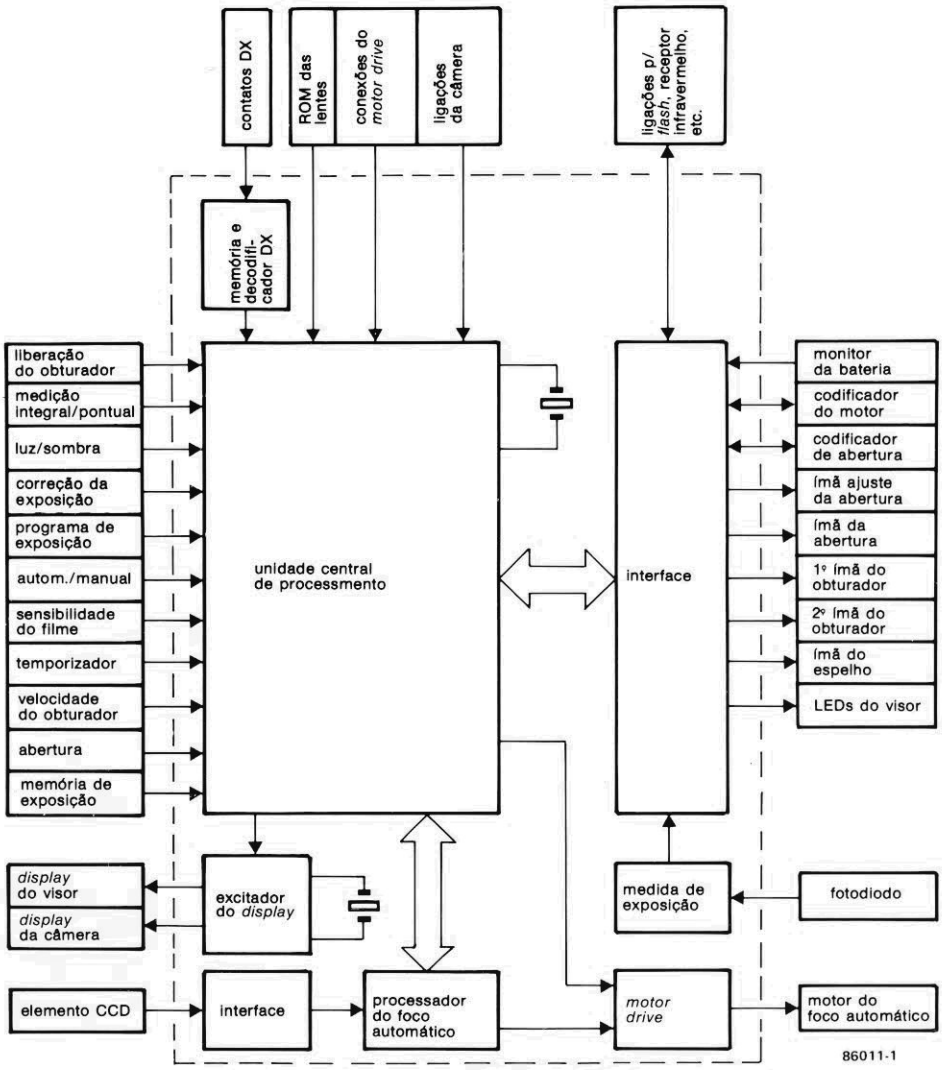


figura 1 — Diagrama de blocos típico de uma câmera controlada eletronicamente (no caso, da Minolta 9000). Todo o comando ficou a cargo de dois microprocessadores.

ras de hoje, nas quais virtualmente todas as funções são controladas pela eletrônica. Até mesmo o foco é agora obtido com o auxílio de um pequeno motor, permitindo ao fotógrafo concentrar-se totalmente na composição da cena. Essas máquinas são, como era de se esperar, verdadeiras obras de arte (e engenharia), fato comprovado pelas fotografias que ilustram este artigo.

2

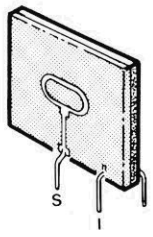


figura 2 — Estrutura da fotocélula, onde a área total é usada em medições integrais e somente a área anular, no centro, em medições pontuais.

Os recursos

Vamos ver primeiro as "mágicas" que a Minolta 9000 permite realizar, para depois descrever como são implementadas eletronicamente:

* **Sistema de foco automático** — Sempre que o disparador é pressionado até a metade de seu percurso, a cena é automaticamente focalizada. Uma memória permite focalizar primeiro e depois escolher a cena.

* **Obturador eletrônico,** com tempos de exposição variando entre 1/4000 e 30 s.

* **Exposímetro** com opção entre medição integral e pontual. No segundo caso, é possível ainda medir separadamente os pontos mais claros e mais escuros de uma cena; aqui, mais uma vez, utiliza-se uma memória para armazenar os valores medidos.

* **Modalidades de exposição:** (a) manual; (b) exposição automática com prioridade para a abertura; (c) exposição automática com prioridade para o obturador; (d) programável — modalidade em que a própria câmera seleciona o número f e o tempo do obturador.

* **Medida para flash através das lentes**, permitindo a utilização de todo tipo de exposi-

ção automática. Diodos LED, embutidos no *flash*, são automaticamente ativados sempre que a luz ambiente é fraca demais para permitir a focalização da máquina.

* **Equipamento periférico avançado,** tal como o *flash* dotado de refletor *zoom*, que se ajusta automaticamente ao ponto focal da lente empregada; o acionamento motorizado (ou *motor drive*) capaz de oferecer 5 fotos por segundo e prioridade para o foco automático; recursos para medição multipontual, intervalamento e programas de exposição individual; e, por fim, um exposímetro separado capaz de transmitir sem cabos suas informações para a câmera.

Além desses, vários outros recursos foram incorporados à Minolta 9000. Não é mais possível, por exemplo, determinar manualmente a abertura do diafragma e a velocidade do obturador, funções que devem ser "varridas" com o auxílio de pequenas chaves deslizantes, até que sejam atingidos os valores corretos. A sensibilidade do filme, por sua vez, é estabelecida por meio de um botão de pressão, mas pode ser também determinada automaticamente, pelo próprio filme, através do código DX impresso sobre ele. A manipulação correta da nova câmera, portanto, exige algum tempo de prática, já que a ausência dos tradicionais controles rotativos pode provocar estranheza, a princípio.

O sistema central de processamento

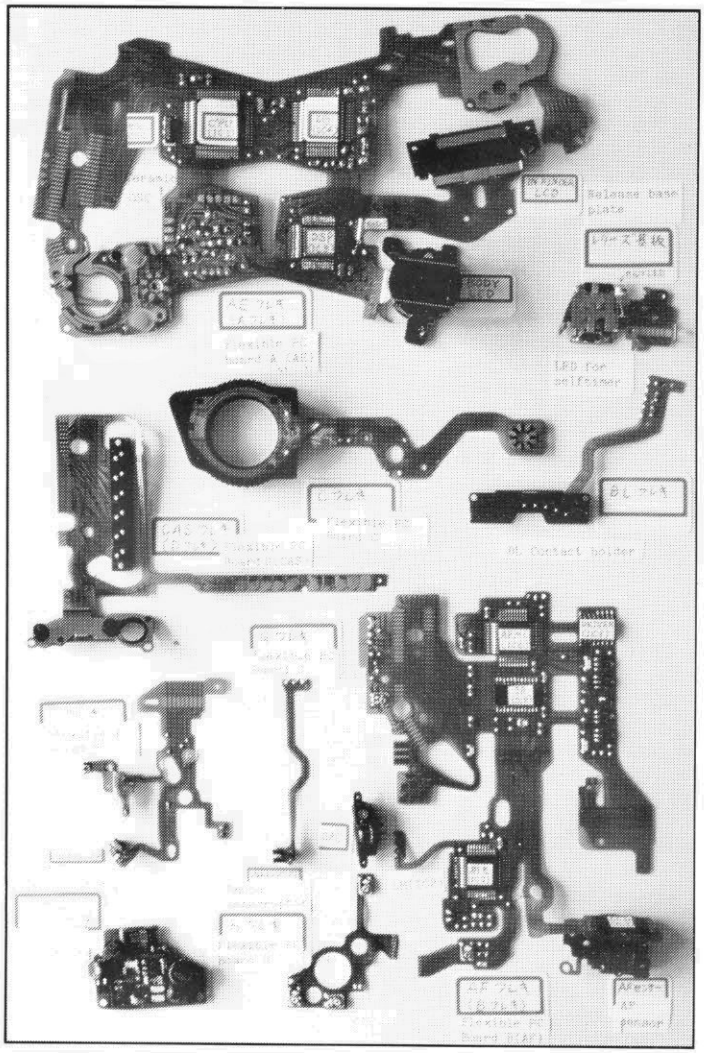
A monitoração e o controle de todos esses recursos exigem nada menos que 150 mil transistores, sob a forma de dois microprocessadores e alguns CIs de menor porte. O diagrama de blocos da figura 1 mostra os estágios controlados pelos dois processadores: o principal trata de todos os recursos gerais, enquanto o secundário lida exclusivamente com o foco automático. Além disso, todos os demais blocos representados dentro dos limites da linha tracejada são integrados separados.

Fora desses limites estão as chaves e botões de operação, os dispositivos de controle (tais como as chaves magnéticas e o motor do foco automático), os visores, o elemento CCD, os codificadores e as várias conexões entre os circuitos eletrônicos e as unidades periféricas.

A unidade central de processamento recebe informações de várias fontes diferentes. Um par de contatos da câmera, por exemplo, fornece dados sobre a sensibilidade do filme utilizado — que são enviados a um CI que os decodifica e memoriza sob a forma digital. Cada filme contém o chamado "código DX", implantado com esse objetivo, e a memória do integrado pode ser lida a qualquer momento pela UCP.

Cada lente do foco automático contém uma memória ROM, na qual são armazenados os dados principais correspondentes à lente, ou seja, maior e menor abertura e distância focal, que são lidos pelo processador central ao ritmo de 30 vezes por segundo. Essa implementação foi concebida especialmente para o caso das lentes *zoom*, que têm a distância focal alterada sempre que são reajustadas. Contatos deslizantes, previstos nas lentes, permitem "casar" constantemente o código da distância focal com o valor real.

Desas forma, a UCP está sempre recebendo informações atualizadas sobre a condição das lentes. No caso da *zoom*, a ROM também providencia a conversão das posições dos contatos deslizantes em uma seqüência serial de dados. A UCP precisa ainda dos dados sobre a distância



As câmeras de controle eletrônico

Esta foto mostra os vários componentes eletrônicos e circuitos impressos flexíveis contidos na câmera analisada. Tudo isso e mais as peças mecânicas e óticas são engenhosamente alojadas num espaço exíguo.

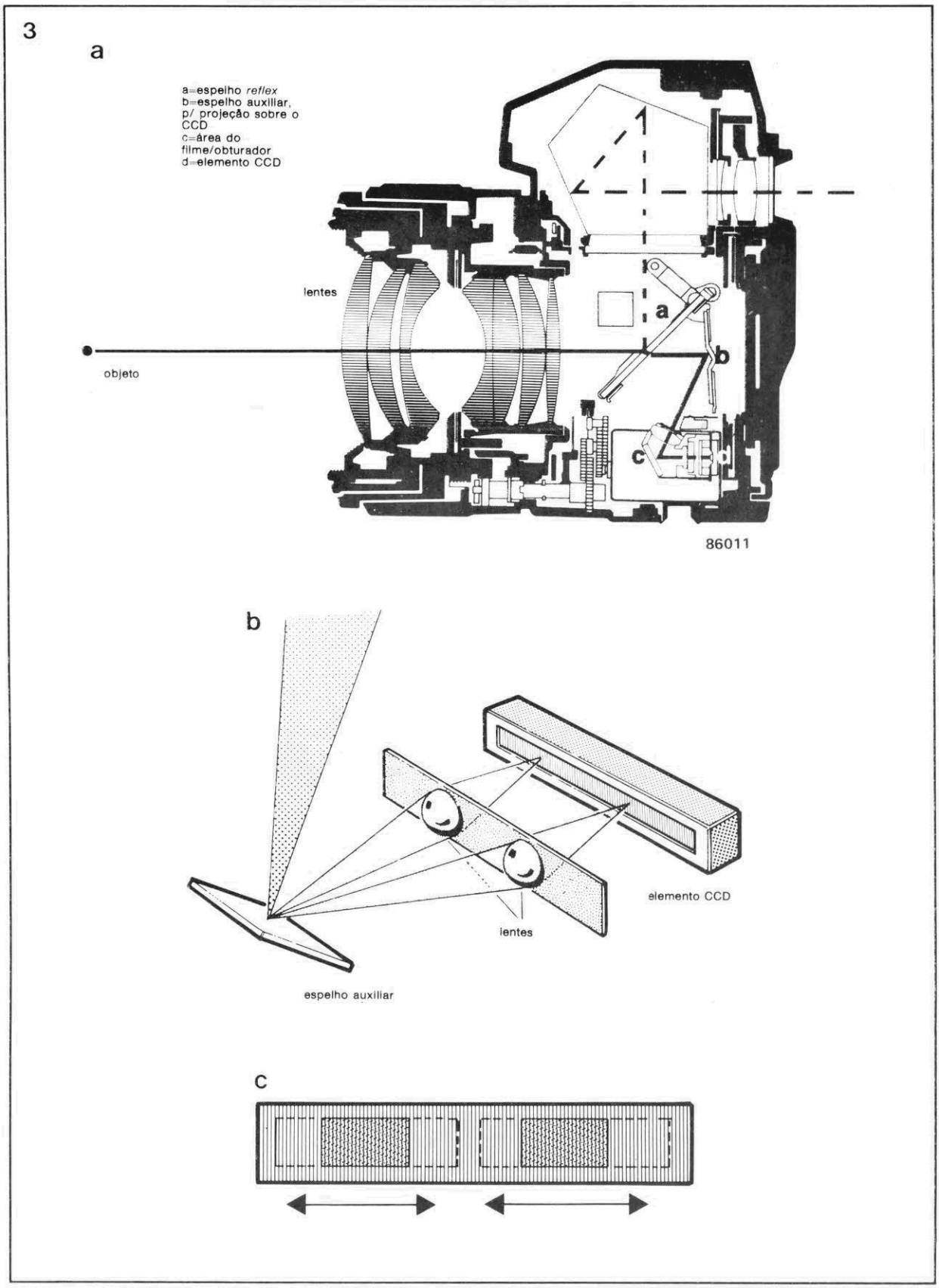


figura 3 — O sistema de autofocalização: a fig. 3a mostra como o raio de luz passa da cena para o elemento CCD interno, enquanto a 3b explica como duas imagens idênticas são projetadas sobre esse elemento, com o auxílio de duas lentes. A distância entre as duas imagens e sua localização no CCD indicam a condição de foco da cena (fig. 3c).

focal para utilizá-los no processador do foco automático e no posicionamento do refletor do *flash*. As conexões com o acionamento motorizado e outro periféricos utilizam igualmente seqüência de dados seriais.

A unidade central de processamento está ligada através de uma interface a todos os estágios monitores, comutadores ou sensores da câmera, assim como a equipamentos periféricos (*flashes* ou receptores de infravermelho) e ao exposímetro. Este consiste de um integrado que avalia o nível de luz por meio de um fotodiodo, no fundo do compartimento do espelho, e converte esse valor analógico em digital — que é então enviado à UCP. O fotodiodo es-

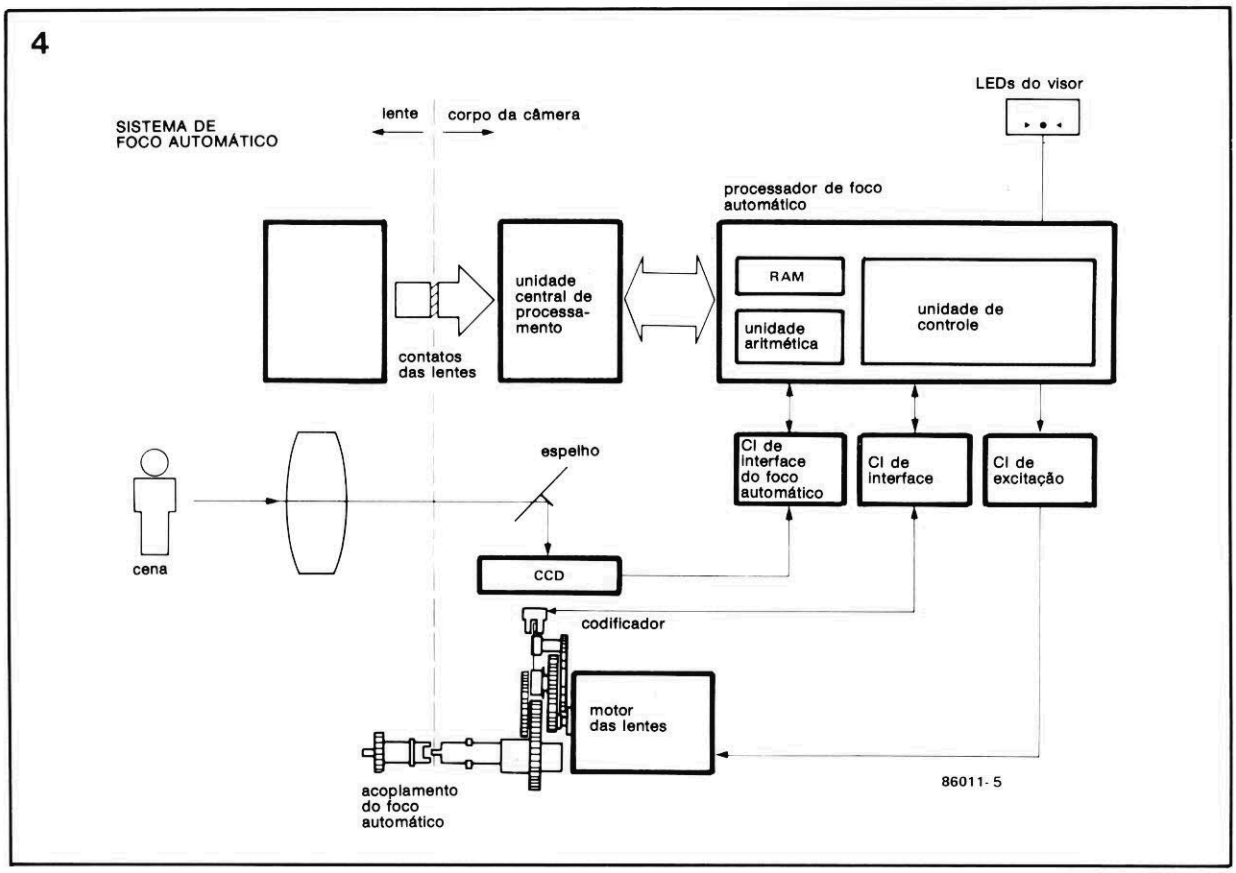


figura 4 — Outra representação esquemática sobre a interação entre as partes mecânicas e eletrônicas no sistema de foco automático.

colhido é do tipo rápido, pois deve não só captar o nível de iluminação ambiente, mas também aquela emitida pelo *flash*. Esta última, porém, é utilizada sob a forma analógica, já que nesse caso a digitalização e processamento tomariam muito tempo.

A unidade eletrônica de *flash* proporciona lampejos entre 1/1000 e 1/50.000 s. O fotodiodo mede o nível de luz do *flash* recebido pelo filme e, tão logo atinja o valor adequado, desativa imediatamente o lampejo — o que ilustra claramente a necessidade de um fotodiodo bastante rápido.

A Minolta 9000 adota um método muito prático de comutação entre as medições integral e pontual (veja a figura 2): a fotocélula possui a mesma relação comprimento/largura da janela e, nas medições integrais, toda a luz que chega até ela é medida, enquanto no caso pontual só é considerada a luz que atinge a célula através do condutor anular.

Os codificadores ligados ao CI de interface consistem de optoacopladores e rodas dentadas minúsculas — uma das quais está acoplada ao motor do foco automático e a outra, ao controle de abertura do diafragma. Desse modo, a UCP obtém informações sobre o ângulo de rotação do motor de acionamento do autofoco e sobre o ajuste da abertura.

As chaves de abertura magnética asseguram que o obturador seja liberado no momento exato. São duas, ao todo, cada uma operando uma das seções metálicas do obturador; o intervalo entre as duas operações é determinado pelo processo central.

Os controles da câmera estão representados no lado esquerdo do diagrama de blocos. Na prática, cada um deles é um simples botão de pressão ou uma chave deslizante. Os dois *displays* de cristal líquido, um deles no visor da máquina e outro no topo da mesma, são comandados por um CI em separado e fornecem dados sobre velocidade do obturador, abertura, programa de exposição selecionado, método para a medição do tempo de exposição e quaisquer correções.

A troca de informações entre a UCP e o processador do foco automático será descrita mais adiante. De qualquer modo, já ficou bastante claro que o "cérebro" da câmera é a UCP, constantemente recebendo, processando e transmitindo dados de operação e controle para os diversos estágios. Para realizar todas as tarefas que lhe são confiadas, dispõe de 3 kB de *software* (em uma ROM programada na fábrica) e mais 100 bytes de RAM, para a estocagem temporária de informações. Sua freqüência de *clock* (4,2 MHz) também é inédita, pelo fato de ser superior às normalmente encontradas em processadores CMOS.

O sistema de foco automático

O estágio de autofoco consiste de um microprocessador, um elemento CCD e um pequeno mas poderoso motor. O processador, que contém um programa de 3 kB, recebe informações do CCD através de uma interface apropriada; e, com base nesses dados, juntamente com a UCP, aciona o motor por intermédio de um CI específico. O CCD não passa de um sensor de imagens, contendo 128 elementos de imagem em seqüência. Através de duas pequenas lentes, uma porção mínima da cena, no centro do

campo de visão, é projetada duplamente sobre a seqüência de pontos, conforme ilustra a figura 3a.

O sensor de imagem está localizado na parte inferior da câmera e obtém suas informações a partir de um espelho auxiliar, situado através do espelho principal e defronte ao obturador. O processo foi melhor detalhado na figura 3b, enquanto a dupla projeção sobre os pontos de imagem aparece na figura 3c.

Caso a cena tenha sido focalizada com precisão, cada imagem ocupa um certo número de pontos, em uma determinada posição do CCD. Mas se a cena estiver fora de foco, as duas imagens estarão mais afastadas ou mais próximas uma da outra. Todos os pontos são constantemente "varridos" pelo CI de interface, que converte o valor de luz incidente em dados binários; essa informação permite que o processador do foco automático determine a posição exata das duas imagens no elemento CCD.

Esse processador calcula, então, a distância entre as duas imagens e, a partir daí, é capaz de determinar em que sentido a lente deve ser deslocada para que o foco seja restabelecido. O cuidado com os detalhes chegou a tal ponto, nesse processo, que o motor tem sua rotação reduzida quando o foco está próximo do ideal e é imediatamente "cortado" ao atingir o foco perfeito. A posição do motor é então armazenada na própria UCP.

Os usuários da Minolta 9000 afirmam que esse sistema é rápido e confiável. Como única desvantagem, dizem que se a minúscula porção central do campo de visão for uniformemente colorida ou iluminada, não haverá informação suficiente para a correta operação do processador do foco automático. Em tal situação, porém, basta "apontar" a câmera para uma área mais contrastada da cena, memorizar essa informação pressionando o disparador até a metade e depois dirigir novamente a máquina para a parte desejada da cena. Além disso, o sistema de autofoco poderá ser desligado e a câmera, ajustada manualmente.

O sistema de foco automático conta ainda com um interessante recurso adicional: caso a iluminação ambiente esteja abaixo do nível 3 (para um filme de 100 ASA), alguns LEDs vermelhos são ativados pela câmera durante alguns segundos. Esses diodos, que contam com um dispositivo refletor no *flash*, projetam um minúsculo ponto vermelho no centro do visor — ou seja, exatamente no local em que o CCD obtém suas informações. O ponto contém uma retícula que proporciona um contraste artificial, permitindo que a máquina seja focalizada em total escuridão.

Modalidades de exposição

A Minolta 9000 dispõe de quatro modalidades de exposição, como já vimos. Na mais automatizada delas ("programável"), a própria câmera estabelece sua abertura e velocidade, através de três programas diferentes: um para lentes com distância focal inferior a 35 mm, outro para lentes entre 35 e 105 mm e o último para teleobjetivas. Quanto maior a distância focal da lente, mais e mais precisão é exigida do programa, no sentido de selecionar a maior velocidade possível para o obturador, eliminando assim os borrões causados pelos movimentos da câmera, quando se utiliza a teleobjetiva.

A própria máquina encarrega-se de selecionar o programa adequado, baseada nos dados de distância focal enviados pela ROM das lentes. No caso de uma lente *zoom*, a câmera poderá até mesmo trocar de programa, se necessário, ao ser alterada a aproximação.

Existem ainda mais dois recursos referentes à exposição: nas posições H (luz) e S (sombra), as áreas mais iluminada e mais escura da cena, respectivamente, poderão ser medidas, para depois ser introduzida uma correção que garanta que essas duas áreas sejam interpretadas como branco e preto. A correção é adequada à gama de contraste dos filmes atuais, atingindo +2,3 em H e -2,7 em S. Por fim, mediante um acessório opcional (o *programmable camera back*), o usuário pode levantar suas próprias curvas de exposição automática ou realizar múltiplas medições pontuais, a partir das quais a máquina calcula o valor médio.

Eletrônica por toda parte

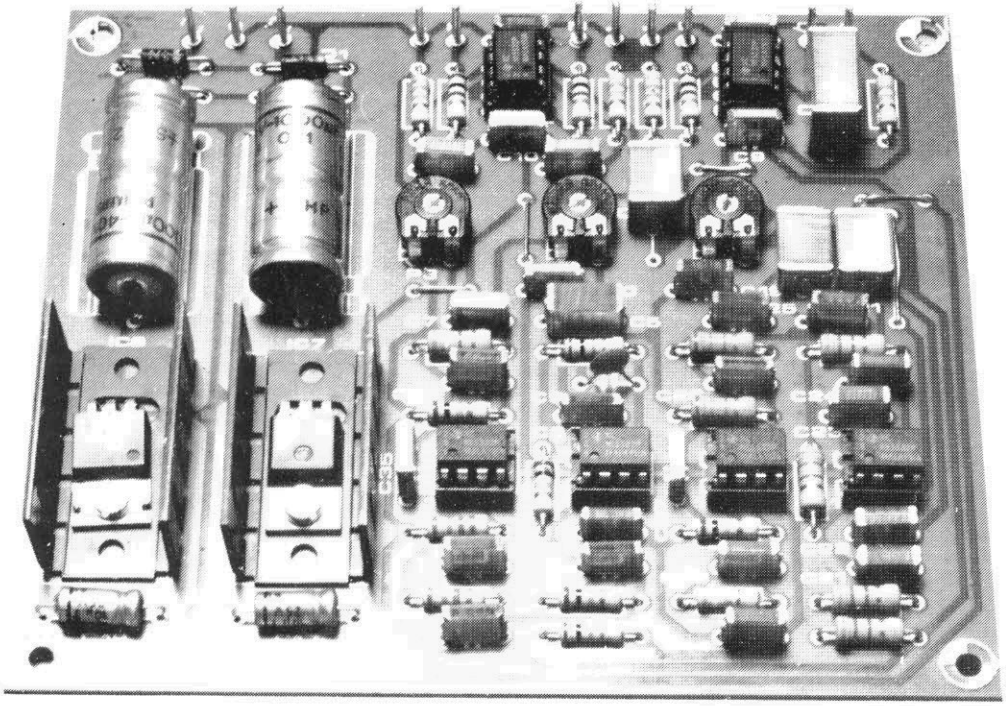
O pequeno espaço disponível no interior da câmera, assim como sua irregularidade, exigiram o uso extensivo de circuitos impressos flexíveis e componentes de montagem em superfície (SMDs). Os controles convencionais foram totalmente eliminados e substituídos por minúsculos botões de pressão e chaves deslizantes. E, apesar de todos esses delicados componentes eletrônicos e mecânicos, a Minolta 9000 é bastante robusta.

Todos os seus CIs são dedicados, feitos sob encomenda, e empregam quase todos a tecnologia CMOS, para minimizar o consumo de corrente. Os integrados de interface, por sua vez, adotam a tecnologia I^2L, conhecida também pelo seu baixo consumo, alta velocidade e baixa tensão de alimentação.

A alimentação é proporcionada por duas pilhas miniatura, que fornecem uma tensão de 3 V, mais que suficiente para a maioria dos CIs. Os 13 V do elemento CCD são obtidos a partir de um conversor CC-CC. Embora tenham sido tomados todos esses cuidados para reduzir o consumo, as pilhas devem ser capazes de entregar até 2 A — que é a corrente de pico drenada pelo motor do foco automático em operação.

A Minolta 9000 dispõe ainda de um detector de tensão, que desliga todos os circuitos eletrônicos sempre que as pilhas descarregam-se além de um certo limite. Existe, porém, nesse sistema um detalhe que merece consideração: algumas marcas de baterias alcalinas, após um certo período de utilização, parecem ter sua resistência interna subitamente aumentada quando são um pouco mais solicitadas — provocando, assim, o desligamento prematuro da câmera. ◀

Uma das primeiras questões levantadas, ao se instalar um novo sistema de alto-falantes, refere-se ao tipo de filtro utilizado na divisão de freqüências. É melhor usar um tipo "normal", passivo, ou optar pela solução eletrônica, ativa? Pesando os prós e contras, o divisor ativo sai ganhando, ao menos do ponto de vista musical. Feitas as contas, porém, o sistema passivo freqüentemente acaba sendo o escolhido, devido ao custo mais baixo. Se você está mais inclinado à perfeita reprodução sonora, este divisor eletrônico veio satisfazer suas necessidades: foram previstas opções para 2 ou 3 vias, cortes de 12, 18 ou 24 dB/8ª e vários tipos de filtros.



Divisor ativo de freqüências

para sistemas bi- ou tri-amplificados

Em eletrônica, um circuito é normalmente chamado de "ativo" quando, além dos componentes passivos usuais (como resistores, capacitores e indutores), contém pelo menos um elemento amplificador. O divisor ativo de freqüências não foge à regra — embora um termo associado a ele, o "sistema ativo de alto-falantes", seja pouco óbvio e até contraditório. De fato, uma caixa acústica, que na prática é composta apenas pelo gabinete e pelos transdutores (ou seja, os alto-falantes), só pode mesmo ser passiva — a não ser que disponha de algum tipo de realimentação mecânica.

No entanto, um sistema de áudio equipado com um divisor eletrônico de freqüências costuma ser chamado dessa forma — em parte pelo fato de os amplificadores de potência, nesse caso, ficarem embutidos nas próprias caixas acústicas.

As diferenças entre sistemas passivos e ativos de alto-falantes podem ser melhor percebidas com o auxílio dos diagramas das figuras 1a e 1b. Na versão passiva (fig. 1a), o sinal que deixa o pré-amplificador vai diretamente ao amplificador de potência e daí para as caixas. O divisor passivo de freqüências, que consiste de bobinas e capacitores, garante o correto direcionamento das faixas de freqüências (graves, médios e agudos) aos alto-falantes correspondentes.

O sistema ativo, visto na fig. 1b, trabalha de forma um pouco diferente. Percebe-se, logo de saída, que a filtragem acontece mais cedo, logo após o pré-amplificador, exigindo três amplificadores de potência, ao invés de um. Eis porque versão ativa de alto-falantes é mais cara que a passiva.

Ativo ou passivo?

Não existe resposta definitiva para essa pergunta; embora o sistema ativo tenha mais pontos favoráveis, não quer dizer que seja a solução ideal para *todos* os casos. Em poucas palavras, ele apresenta as desvantagens de ser mais complexo, ocupar mais espaço e exigir maior investimento. O uso de componentes ativos também não lhe ga-

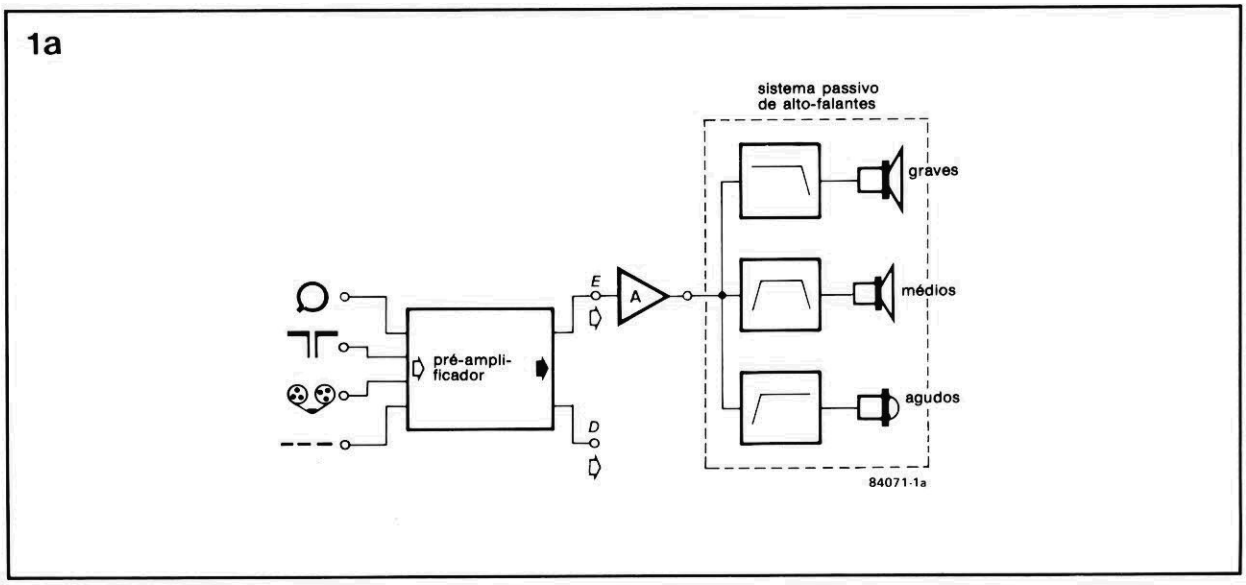


figura 1a — Em um sistema passivo de alto-falantes, o divisor — confeccionado com bobinas e capacitores — está situado entre o amplificador de potência e as caixas acústicas.

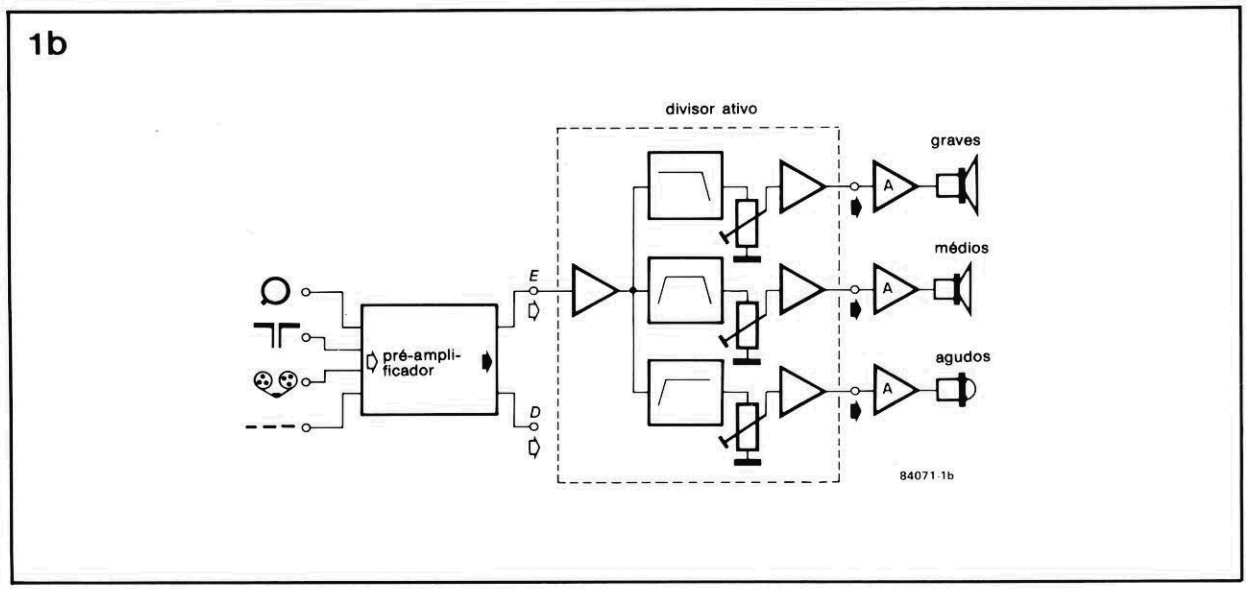


figura 1b — O divisor, no sistema ativo, é incluído logo após o pré-amplificador; desse modo, cada via exige um amplificador de potência em separado.

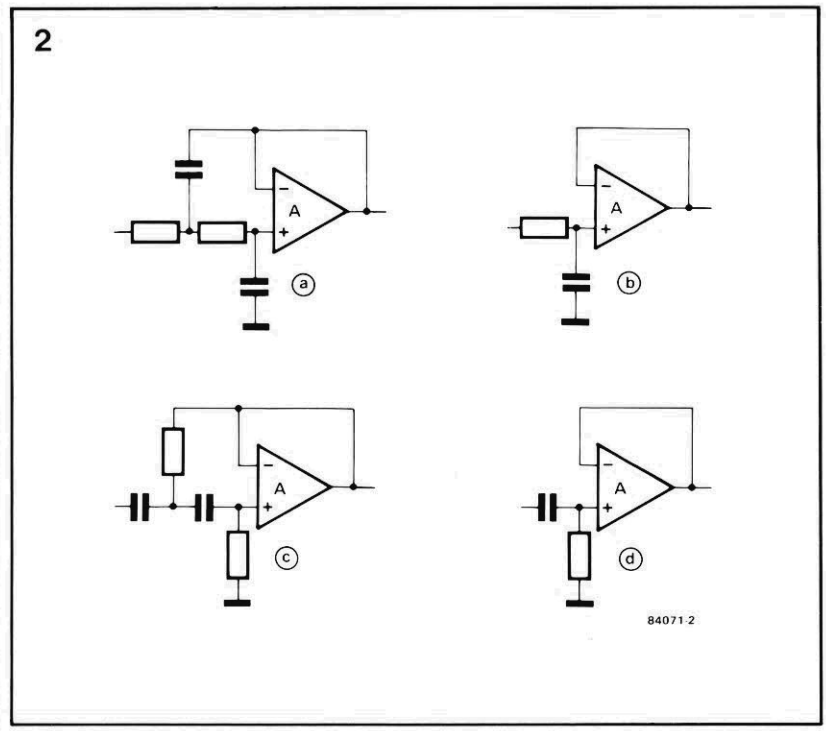


figura 2 — Estes são os circuitos básicos empregados no divisor ativo. Os dois filtros superiores (a e b) são passa-baixas, enquanto o par inferior (c e d) é de passa-altas. O corte gradual do divisor pode ser alterado pela combinação desses filtros básicos.

rante uma reprodução melhor em todos os casos; existem alguns sistemas passivos muito bons, que nada ficam a dever aos ativos. Estes, porém, quase sempre são os melhores. Veja por que:

* É mais fácil (e também mais preciso) "casar" diferentes alto-falantes pela amplificação do sinal na saída do divisor. Nos sistemas passivos, esse casamento envolve o acréscimo de resistores, para se obter mais atenuação — processo adequado aos falantes de médios e agudos, mas pouco recomendável para o de graves, já que tende a afetar o fator de amortecimento. A solução alternativa, nesse caso, consiste em utilizar um transformador de impedâncias (que também não é barato). Isto vai resultar, todavia, em um *woofer* com nível de sinal superior ao dos

demais falantes, comprometendo a qualidade do sistema passivo de três vias.

* Como os alto-falantes são diretamente ligados à saída dos amplificadores (dispensando bobinas e capacitores), seu fator de amortecimento é beneficiado — proporcionando melhor reprodução, principalmente na região dos graves. Esta é, provavelmente, a maior vantagem de um sistema ativo de alto-falantes.

* A curva de impedância do alto-falante, na versão ativa, jamais interfere no comportamento do divisor, fazendo com que este opere corretamente o tempo todo. Não há necessidade, portanto, de qualquer rede casadora de impedâncias.

* Sem a presença das bobinas e capacitores dos sistemas passivos, a carga "vista" pelo amplificador de potência é menos complexa, beneficiando também a reprodução sonora.

* Os amplificadores de potência ficam bem próximos aos alto-falantes (em geral, no interior das caixas acústicas), minimizando a extensão dos cabos de interligação e barateando, assim, a instalação.

Os circuitos básicos

É fácil projetar divisores ativos de freqüência, hoje em dia, graças especialmente aos excelentes operacionais de baixo ruído disponíveis. Tudo se resume, então, à escolha das características corretas e de um circuito prático. Os filtros podem ser selecionados entre vários tipos padronizados, como aqueles representados na figura 2 (nos quais baseamos o projeto do divisor). Qualquer divisor ativo pode ser implementado pela simples combinação desses circuitos básicos.

Os dois circuitos superiores (a e b) são passa-baixas, enquanto os inferiores (c e d) são passa-altas. As versões a e c contém duas malhas RC cada uma, sendo por isso conhecidas como "filtros de segunda ordem"; suas curvas exibem um corte gradual de 12 dB por oitava (6 dB para cada malha RC). Os circuitos b e d, por sua vez, são filtros

3

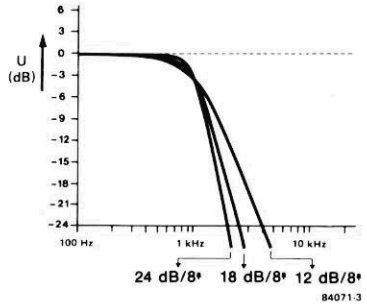
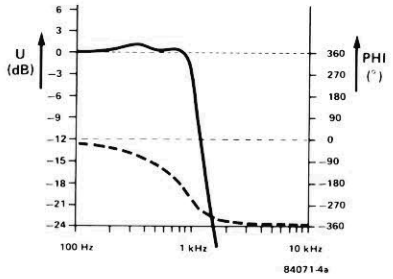


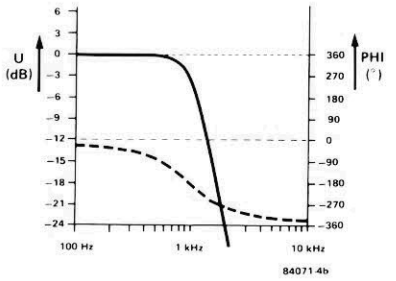
figura 3 — Estas três curvas representam as características de freqüência do "mesmo" filtro para diferentes inclinações do corte.

4

a



b



c

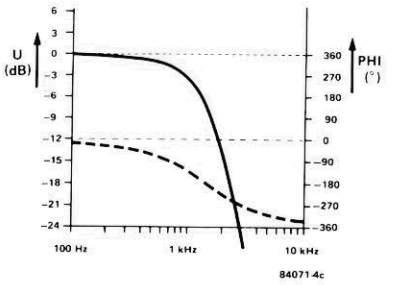


figura 4 — Aqui aparecem as curvas de fase e freqüência dos três tipos de filtro mais utilizados: (a) Chebychev, (b) Butterworth e (c) Bessel. Todos eles são de 4ª ordem, com freqüência de corte de 1 kHz.

5

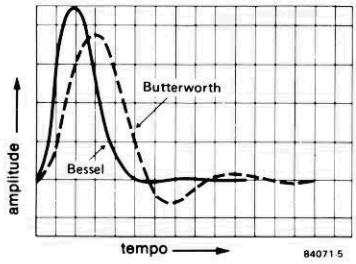


figura 5 — Reagindo à aplicação de pulsos, o filtro Bessel comporta-se bem melhor que seu equivalente Butterworth. De fato, seu retardo é menor e apresenta pouquíssimas oscilações secundárias.

figura 6 — Circuito completo do divisor ativo de freqüências. Com os valores indicados, exibe uma característica de 24 dB/8ª — o que pode ser facilmente alterado para 18 ou 12 dB/8ª.

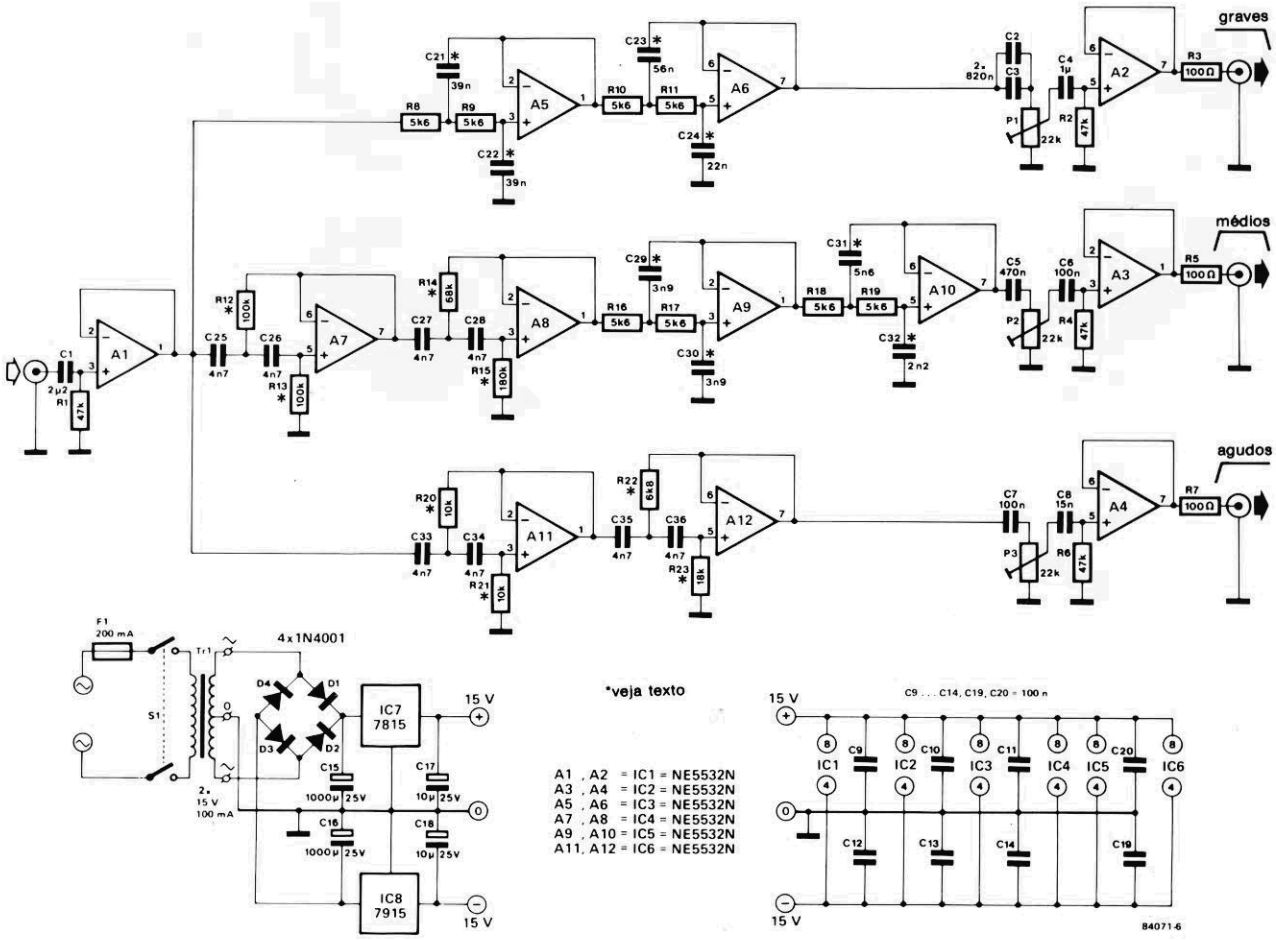
de primeira ordem (têm apenas uma rede RC), com uma atenuação de 6 dB por oitava.

Se os filtros a e b (ou c e d) forem ligados em cascata, obtém-se um filtro de terceira ordem, com um corte de 18 dB/oitava. Por fim, um par de filtros a (ou c) dá origem a um sistema de quarta ordem, com atenuação de 24 dB/oitava. Deve-se apenas ter o cuidado, ao ligar esses filtros em série, de selecionar adequadamente os valores dos componentes — como veremos adiante.

Na figura 3 podemos ver uma comparação entre as curvas de 3 filtros diferentes, com cortes de 12, 18 e 24 dB/oitava; são do tipo passa-baixas, com uma freqüência de corte de 1 kHz. O nível de atenuação por oitava, contudo, não é o único fator importante de um filtro; em aplicações acústicas, outros critérios essenciais devem ser levados em conta, tais como o formato preciso da curva característica, o comportamento dentro da faixa de passagem e a defasagem. Dentro de certos limites, essas características podem ser alteradas pela escolha cuidadosa dos componentes — pois dessa forma não será necessário alterar todo o circuito, na eventualidade de mudança de filtro.

Três dos tipos mais comuns de filtro são o Chebychev, Butterworth e Bessel. Nenhum deles, é claro, corresponde às características ideais de ganho constante e defasagem linear (dentro da faixa de passagem), atenuação brusca fora da faixa e

6



poucas oscilações indesejáveis. Como não é possível combinar todos esses requisitos num só filtro, costuma-se então decidir dando prioridade à característica mais importante, de caso para caso.

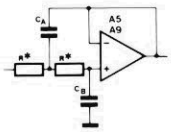
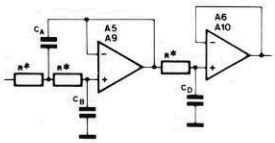
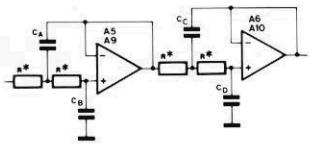
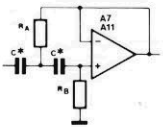
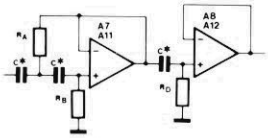
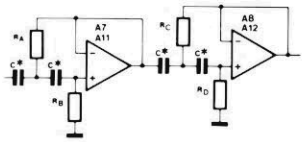
Tudo o que dissemos está ilustrado nas figuras 4 e 5. A primeira mostra as curvas características dos três principais tipos de filtro — sendo que a linha contínua representa a amplitude (ou seja, a resposta em freqüência) e a tracejada, a defasagem. Eles são todos de 4ª ordem, com uma freqüência de corte de 1 kHz.

Sempre que uma atenuação brusca for vital, o filtro Chebychev (fig. 4a) será obviamente o favorito. No entanto, seu ganho dentro da faixa não é lá muito constante, além de faltar linearidade à defasagem. No filtro Butterworth, ao contrário, esses dois fatores foram privilegiados, enquanto no Bessel (c) a curva mais "plana" de fase foi obtida às custas de uma atenuação menos abrupta.

Os filtros Butterworth e Bessel são os mais freqüentemente utilizados em divisores de freqüência. Em geral, escolhe-se o Butterworth pela sua melhor curva de freqüência; em contrapartida, na reprodução musical deve-se dar muita importância à resposta a transientes (ou pulsos), conforme exemplifica a figura 5. Por esse diagrama constatamos que as características do filtro Bessel são superiores, além de apresentar menos oscilação secundária. O filtro Chebychev não foi incluído, nesse caso, por ser bem pior que os outros dois.

O projeto do divisor ativo foi concebido de forma a permitir sua implementação com filtros Bessel ou Butterworth. Cada usuário, então, deverá optar pela versão mais adequada a cada aplicação.

Tabela 1

	Bessel	Butterworth	
 passa-baixas: 12 dB/oitava	$C_A = \frac{0.9076}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.6809}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{1.414}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.7071}{2\pi f \cdot R}$	todos os R* têm o mesmo valor de cerca 4,7...10 k
 passa-baixas: 18 dB/oitava	$C_A = \frac{0.9548}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.4998}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0.7560}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{2}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.5}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{1}{2\pi f \cdot R}$	
 passa-baixas: 24 dB/oitava	$C_A = \frac{0.7298}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.6699}{2\pi f \cdot R}$ $C_C = \frac{1.0046}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0.3872}{2\pi f \cdot R}$	$C_A = \frac{1.0824}{2\pi f \cdot R}$ $C_B = \frac{0.9239}{2\pi f \cdot R}$ $C_C = \frac{2.6130}{2\pi f \cdot R}$ $C_D = \frac{0.3827}{2\pi f \cdot R}$	
 passa-altas: 12 dB/oitava	$R_A = \frac{1.1017}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1.4688}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0.7071}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1.414}{2\pi f \cdot C}$	todos os C* têm o mesmo valor de cerca 4,7...10 nF
 passa-altas: 18 dB/oitava	$R_A = \frac{1.0474}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2.0008}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1.3228}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0.5}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{2}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$	
 passa-altas: 24 dB/oitava	$R_A = \frac{1.3701}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1.4929}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0.9952}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2.5830}{2\pi f \cdot C}$	$R_A = \frac{0.9239}{2\pi f \cdot C}$ $R_B = \frac{1.0824}{2\pi f \cdot C}$ $R_C = \frac{0.3827}{2\pi f \cdot C}$ $R_D = \frac{2.6130}{2\pi f \cdot C}$	

84071

tabela 1 — Fórmulas usadas no cálculo dos componentes determinantes da freqüência, para os tipos Bessel e Butterworth.

O divisor completo

Vista a teoria básica, podemos agora nos concentrar na parte prática deste artigo, que é a descrição e montagem do divisor ativo. A versão mono aparece na figura 6, devendo apenas ser duplicada para fornecer um circuito estéreo. A fonte de alimentação, representada no canto inferior esquerdo, é de um tipo bastante comum e não deve criar problemas.

O circuito também inclui quatro *buffers*, sendo um de entrada (A1) e três de saída (A2, A3 e A4). Os níveis de saída podem ser ajustados por meio de P1, P2 e P3, correspondentes aos graves, médios e agudos, respectivamente. O sinal aplicado em A1 vem diretamente do pré-amplificador e os entregues por A2...A4 vão excitar os amplificadores de potência, sem intermediações.

O filtro propriamente dito baseia-se nos operacionais A5...A12, implementado como um sistema de 4ª ordem, com três vias. Com os valores indicados na figura,

Tabela 2

	passa-baixas 12 dB/oitava				passa-baixas 18 dB/oitava						passa-baixas 24 dB/oitava							
	Bessel		Butterworth		Bessel			Butterworth			Bessel				Butterworth			
f	R = 5k6 (2 ×)		R = 5k6 (2 ×)		R = 5k6 (3 ×)			R = 5k6 (3 ×)			R = 5k6 (4 ×)				R = 5k6 (4 ×)			
(Hz)	C_A	C_B	C_A	C_B	C_A	C_B	C_D	C_A	C_B	C_D	C_A	C_B	C_C	C_D	C_A	C_B	C_C	C_D
	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)	(nF)
100	257.9	193.5	401.9	200.9	271.4	142.0	214.9	568.4	142.1	284.2	207.4	190.1	285.5	110.0	307.6	262.6	742.6	108.8
200	128.9	96.8	200.9	100.5	135.7	71.0	107.4	284.2	71.0	142.1	103.7	95.2	142.8	55.0	153.8	131.3	371.3	54.4
300	85.9	64.5	133.9	66.9	90.4	47.3	71.6	189.5	47.4	94.7	69.1	63.5	95.2	36.7	102.5	87.5	247.5	36.3
400	64.5	48.4	100.5	50.2	67.8	35.5	53.7	142.1	35.5	71.1	51.9	47.6	71.4	27.5	76.9	65.6	185.7	27.2
500	51.6	38.7	80.4	40.2	54.3	28.4	42.9	113.7	28.4	56.8	41.5	38.1	57.1	22.0	61.5	52.5	148.5	21.8
600	42.9	32.3	66.9	33.5	45.2	23.7	35.9	94.7	23.7	47.4	34.6	31.7	47.6	18.3	51.3	43.8	123.8	18.1
700	36.8	27.6	57.4	28.7	38.8	20.3	30.7	81.2	20.3	40.6	29.6	27.2	40.8	15.7	43.9	37.5	106.1	15.5
800	32.2	24.2	50.2	25.1	33.9	17.8	26.9	71.0	17.8	35.5	25.9	23.8	35.7	13.8	38.5	32.8	92.8	13.6
1,000	25.8	19.4	40.2	20.1	27.1	14.2	21.5	56.8	14.2	28.4	20.7	19.0	28.6	11.0	30.8	26.3	74.3	10.9
1,500	17.2	12.9	26.8	13.4	18.1	9.47	14.3	37.9	9.47	18.9	13.8	12.7	19.0	7.34	20.5	17.5	49.5	7.25
2,000	12.9	9.68	20.1	10.0	13.6	7.10	10.7	28.4	7.11	14.2	10.4	9.51	14.3	5.51	15.4	13.1	37.1	5.44
2,500	10.3	7.74	16.1	8.04	10.9	5.68	8.59	22.7	5.68	11.4	8.30	7.61	11.4	4.40	12.3	10.5	29.7	4.35
3,000	8.59	6.45	13.4	6.70	9.04	4.73	7.16	18.9	4.74	9.47	6.91	6.35	9.52	3.67	10.3	8.75	24.8	3.62
3,500	7.37	5.53	11.5	5.74	7.75	4.06	6.14	16.2	4.06	8.12	5.93	5.44	8.16	3.14	8.79	7.50	21.2	3.11
4,000	6.45	4.83	10.0	5.02	6.78	3.55	5.37	14.2	3.55	7.11	5.19	4.76	7.14	2.75	7.69	6.56	18.6	2.72
5,000	5.16	3.87	8.03	4.01	5.43	2.84	4.30	11.4	2.84	5.68	4.15	3.81	5.71	2.20	6.15	5.25	14.9	2.18
10,000	2.58	1.94	4.01	2.0	2.71	1.42	2.15	5.68	1.42	2.84	2.07	1.90	2.86	1.10	3.08	2.63	7.43	1.09

Tabela 3

	passa-altas 12 dB/oitava				passa-altas 18 dB/oitava						passa-altas 24 dB/oitava							
	Bessel		Butterworth		Bessel			Butterworth			Bessel				Butterworth			
f	C = 4n7 (2 ×)		C = 4n7 (2 ×)		C = 4n7 (3 ×)			C = 4n7 (3 ×)			C = 4n7 (4 ×)				C = 4n7 (4 ×)			
(Hz)	R_A	R_B	R_A	R_B	R_A	R_B	R_D	R_A	R_B	R_D	R_A	R_B	R_C	R_D	R_A	R_B	R_C	R_D
	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	(kΩ)	
100	373.1	497.4	239.4	478.8	354.7	677.5	447.9	169.3	677.3	338.6	463.9	505.5	337.0	874.7	312.9	366.5	129.6	884.8
200	186.5	248.7	119.7	239.4	177.3	338.8	223.9	84.7	338.6	169.3	231.9	252.8	168.5	437.3	156.4	183.3	64.8	442.4
300	124.4	165.8	79.8	159.6	118.2	225.8	149.3	56.4	225.8	112.9	154.7	168.5	112.3	291.6	104.3	122.2	43.2	294.9
400	93.3	124.3	59.9	119.7	88.7	169.4	111.9	42.3	169.3	84.7	115.9	126.4	84.3	218.7	78.2	91.6	32.4	221.2
500	74.6	99.5	47.9	95.8	70.9	135.5	89.6	33.9	135.5	67.7	92.8	101.1	67.4	174.9	62.6	73.3	25.6	176.9
600	62.2	82.9	39.9	79.8	59.1	112.9	74.7	28.2	112.9	56.4	77.3	84.3	56.2	145.8	52.1	61.1	21.6	147.5
700	53.3	71.1	34.2	68.4	50.7	96.8	63.9	24.2	96.8	48.4	66.3	72.2	48.1	124.9	44.7	52.4	18.5	126.4
800	46.6	62.2	29.9	59.9	44.3	84.7	55.9	21.2	84.7	42.3	57.9	63.2	42.1	109.3	39.1	45.8	16.2	110.6
1,000	37.3	49.7	23.9	47.9	35.5	67.8	44.8	16.9	67.7	33.4	46.4	50.6	33.7	87.5	31.3	36.7	12.9	88.5
1,500	24.9	33.2	15.9	31.9	23.6	45.2	29.9	11.3	45.2	22.6	30.9	33.7	22.5	58.3	20.9	24.4	8.64	58.9
2,000	18.7	24.9	11.9	23.9	17.7	33.9	22.4	8.47	33.9	16.9	23.2	25.3	16.9	43.7	15.6	18.3	6.48	44.2
2,500	14.9	19.9	9.57	19.2	14.2	27.1	17.9	6.77	27.1	13.5	18.6	20.2	13.5	34.9	12.5	14.7	5.18	35.4
3,000	12.4	16.6	7.98	15.9	11.8	22.6	14.9	5.64	22.6	11.3	15.5	16.9	11.2	29.2	10.4	12.2	4.32	29.5
3,500	10.7	14.2	6.84	13.7	10.1	19.4	12.8	4.84	19.4	9.68	13.3	14.4	9.63	24.9	8.94	10.5	3.70	25.3
4,000	9.33	12.4	5.98	11.9	8.87	16.9	11.2	4.23	16.9	8.47	11.6	12.6	8.43	21.9	7.82	9.16	3.24	22.1
5,000	7.46	9.94	4.79	9.58	7.09	13.6	8.96	3.39	13.5	6.77	9.28	10.1	6.74	17.5	6.26	7.33	2.59	17.7
10,000	3.73	4.97	2.39	4.79	3.55	6.78	4.48	1.69	6.77	3.39	4.64	5.06	3.37	8.7	3.13	3.67	1.30	8.85

tabela 2 — Valores de componentes para as freqüências de transição mais comuns — no caso, apenas para os filtros passa-baixas.

tabela 3 — Listagem das freqüências de transição e respectivos componentes, agora para os filtros passa-altas.

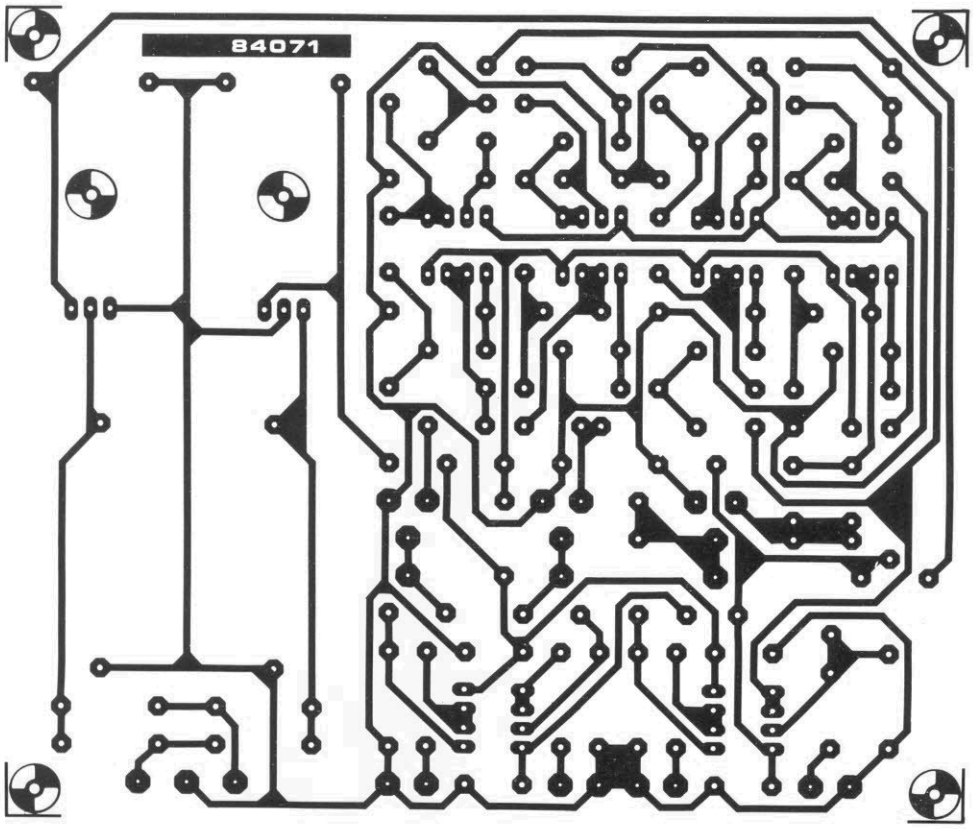
as freqüências de transição foram posicionadas em 500 e 5000 Hz. As três seções estão bem evidentes no diagrama: A5 e A6 definem o ponto de corte para o *woofer* (500 Hz, no caso); A11 e A12 destinam-se ao *tweeter*, bloqueando todas as freqüências médias e baixas (abaixo de 5 kHz, no caso); e os médios são encaminhados à saída correspondente através da combinação de um filtro passa-altas (A7/A8) com um passa-baixas (A9/A10).

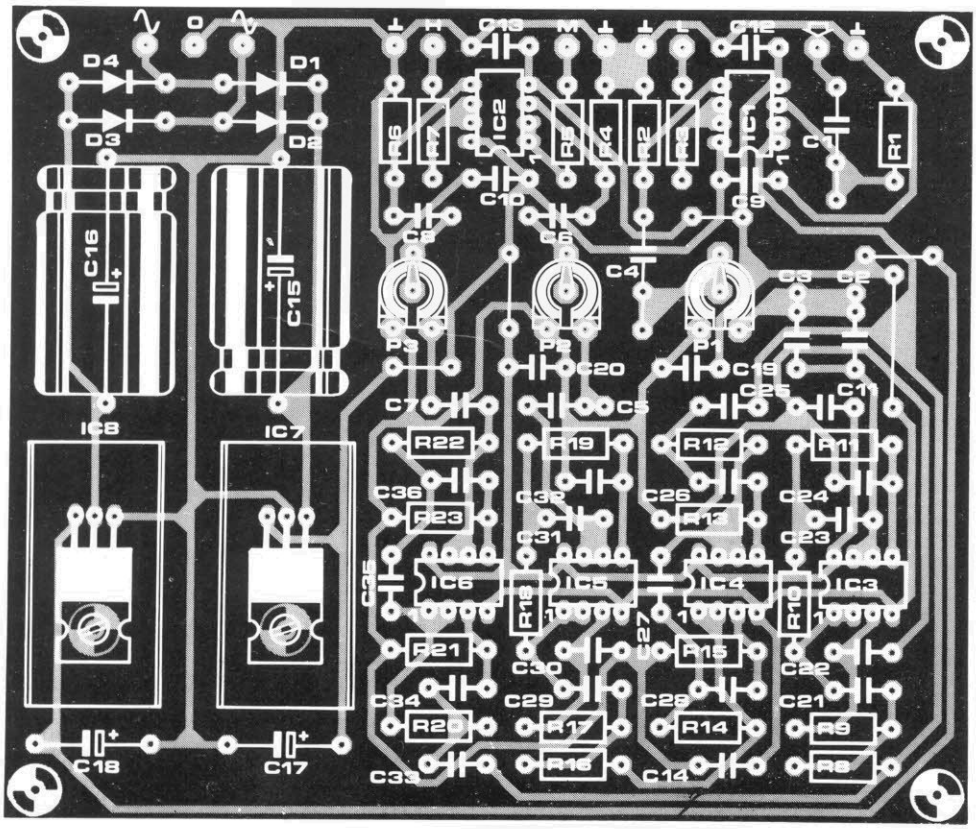
A característica "tripla" do divisor não é imutável; pode-se, por exemplo, implementar rapidamente um sistema de duas vias pela simples exclusão do filtro passa-banda formado por A7...A10 e do *buffer* A3. A mesma regra vale para a atenuação, que pode ser menos brusca; as três seções foram, em princípio, projetadas com filtros de 24 dB/8ª, característica que pode ser alterada, sem problemas, para 18 ou 12 dB/8ª. Basta, para isso, eliminar certos componentes ou substituí-los por pontes de fio.

Determinando os valores

Adaptar o circuito da figura 6 às mais variadas situações é tarefa simples. Comece observando a tabela 1, que fornece as fórmulas para se calcular os valores de todos os componentes determinantes das freqüências. Se você já está imaginando como vai ser aborrecido calcular tudo isso, pode ficar tranqüilo: tivemos a preocupação de fazer a maior parte dos cálculos e montar algumas tabelas de aplicação imediata, contendo as freqüências mais encontradas na prática.

É preciso decidir, em primeiro lugar, a inclinação das curvas dos filtros. Se você optar por 24 dB/oitava, tudo ficará mais simples, já que o circuito pode ser utilizado exatamente com os valores da figura 6. No filtro passa-baixas, C21, C22, C23 e C24 correspondem respectiva-





Lista de componentes

Resistores
R1, R2, R4, R6 — 47 k
R3, R5, R7 — 100
R8...R11, R16...R19-5,6 k
*R12, R20=R_A**
*R13, R21=R_B**
*R14, R22=R_C**
*R15, R23=R_D**
P1...P3-trimpots 22 k
(todos os valores em ohms)

Capacitores

C1- 2,2 µF (sem polaridade)
C2, C3- 820 nF
C4- 1 µF (sem polaridade)
C5- 470 nF
C6, C7, C9...C14, C19, C20- 100 nF
C8- 15 nF
C15, C16- 1000 µF/25 V
C17, C18- 10 µF/25 V
*C21, C29=C_A**
*C22, C30=C_B**
*C23, C31=C_C**
*C24, C32=C_D**
C25...C28, C33...C36- 4,7 nF

Semicondutores
D1...D4- 1N4001
IC1...IC6- NE 5532N
IC7- 7815
IC8-7915

Diversos
F1- fusível lento, 200 mA
S1- chave liga/desliga, 2 pólos
Tr1- transformador 2x15 V, 100 mA
Dissipadores para IC7 e IC8 (opcionais)
Placa nº 84071

figura 7 — Os vários tipos e combinações do divisor podem ser implementados nesta placa de circuito impresso.

mente a C_A, C_B, C_C e C_D, na tabela 1; no caso do filtro passa-baixas da seção de médios, esses mesmos capacitores corrspondem a C29, C30, C31 e C32.

Se a opção for pela atenuação de 18 dB/oitava, os capacitores C23 e C31, nos filtros passa-baixas, deverão ser removidos e os resistores R10 e R18, substituídos por pontes de fios. Da mesma forma, nos filtros passa-altas, R14 e R22 devem ser eliminados, enquanto C27 e C35 são trocados por *jumpers.*

Por fim, no caso de 12 dB/oitava, todo o segundo estágio de cada filtro deve ser removido e os operacionais, utilizados simplesmente como "reforçadores". Assim, C23, C24, C31 e C32 (nos passa-baixas), juntamente com R14, R15, R22 e R23 (nos passa-altas) são omitidos; e R10, R11, R18 e R19, juntamente com C27, C28, C35 e C36 são trocados por pontes de fio.

Selecionados o tipo de filtro, a atenuação e a freqüência de corte, os valores dos componentes determinantes da freqüência (C_A...C_D e R_A...R_D) podem ser calculados por meio das fórmulas relacionadas na tabela 1. Mas, como já havíamos adiantado, parte do trabalho pesado está pronto nas tabelas 2 e 3 (filtros passa-baixas e passa-altas, respectivamente), para várias freqüências de corte. Nessas tabelas, os componentes têm a mesma relação indicada para a tabela 1, ou seja, C21...C24 e C29...C32 equivalem a CA... CD, enquanto R12... R15 e R20... R23 correspondem a R_A...R_D.

Propositalmente, os valores calculados não foram arredondados para os padrões comerciais mais próximos, permitindo assim obter valores mais precisos, pela combinação em série e em paralelo de componentes.

Montagem

A confecção do divisor consiste simplesmente em alojar os componentes corretos na placa da figura 7, que está representada pelas duas faces, em tamanho natural. Como já vimos, nas atenuações de 18 e 12 dB/oitava uma série de capacitores e resistores são omitidos ou substituídos por pontes de fios. Com a exceção do transformador de alimentação, todo o circuito foi acomodado na placa de circuito impresso — que deve ser duplicada para as aplicações estereofônicas.

O acabamento do projeto fica a cargo de cada montador. O divisor poderia ser alojado numa caixa própria, mas isso implicaria em três cabos de interligação com os amplificadores de potência, o que não é uma boa solução. O melhor mesmo é incluir o divisor, juntamente com três amplificadores, na caixa acústica do sistema de som. Desse modo, cada canal (no caso da versão estéreo) será excitado por um único cabo blindado, vindo do pré-amplificador. O mesmo tipo de cabo deverá ser empregado na interligação do divisor com os amplificadores.

Se os circuitos forem realmente alojados na caixa acústica, será preciso prever uma área protegida para os mesmos, a fim de criar uma barreira acústica, evitando que a eletrônica vá interferir com os graves, e também para facilitar o resfriamento dos amplificadores.

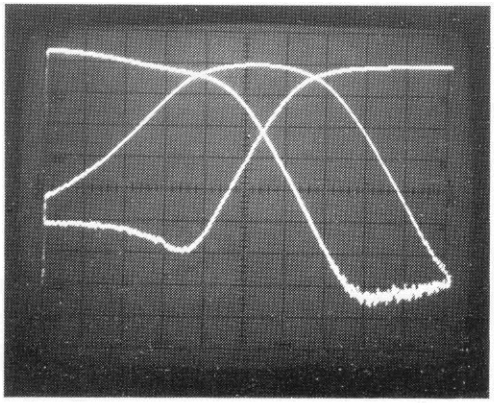
Dicas finais

É impossível, no curto espaço ocupado por um artigo, cobrir todos os detalhes referentes à instalação de um sistema divisor com triamplificação; existem, no entanto, mais alguns pontos práticos que podemos adiantar aos montadores.

Em primeiro lugar, ao instalar um sistema de som de alta qualidade, não devemos ficar tentados por alto-falantes "de ocasião", de origem obscura ou desconhecida. É bem mais sensato investir um pouco mais e optar pelas marcas conhecidas e confiáveis do mercado — que, em geral, fornecem muitas informações sobre seus produtos. Entre essas informações são de grande importância, por exemplo, a potência de saída, as características de freqüência e projetos de caixas acústicas para alojar os alto-falantes.

Testar o divisor é tarefa simples; por isso, aconselhamos uma passada geral por todas as suas possibilidades. Seu gosto pessoal, dessa forma, é que irá decidir entre o "som" dos filtros Bessel, em detrimento dos Butterworth, ou vice-versa. Esse detalhe tem uma importância razoável na implementação de um bom sistema triamplificado.

É verdade, por fim, que um bom par de ouvidos não pode ser dispensado para a avaliação de um sistema de som, mas recomendamos que haja o apoio de instrumentos eletrônicos apropriados — tais como o *Analisador de Áudio*, que apareceu na Elektor nº 4, e o *Equalizador Paramétrico*, descrito no nº 3. São ferramentas essenciais para se otimizar a resposta de qualquer instalação sonora e também do ambiente de audição. ◀



Dando seqüência ao tema iniciado na edição anterior (veja "Códigos de barras", Elektor nº 4), o processo será agora analisado "por dentro" — ou seja, veremos como atuam a caneta ótica e os circuitos associados, ao proporcionar leituras confiáveis mesmo em condições adversas.

A leitura dos códigos de barras

como converter barras em bytes

Uma barra por bit, oito bits por byte, 16 bytes por linha impressa e 64 linhas por quilobyte — um volume de informações que totaliza mais de oito mil barras, distribuídos por várias páginas. Informações codificadas, que devem ser convertidas em "uns" e "zeros", sem erros, para as mais variadas finalidades. Veremos, nesta segunda e última parte sobre os códigos barrados, como isto é feito e quais são essas finalidades.

A caneta ótica

Partindo do princípio que as barras, por serem negras, refletem muito menos luz que os espaços, parece coisa simples ler os códigos; basta passar um fototransistor sobre eles, e pronto. Uma onda quadrada é gerada pelo instrumento de leitura, sendo facilmente interpretada de acordo com algum padrão de níveis lógicos. Talvez se deva tomar apenas o cuidado de montar uma lâmpada junto ao fototransistor, prevendo a pouca confiabilidade da iluminação ambiente, desde que fique voltada para o papel e não para ele. Será mesmo tão simples assim?

Nem tanto, e já vamos ver por que. Em primeiro lugar, as barras costumam ser bastante estreitas; para que o sensor possa diferenciar entre uma linha representando um "0", de 0,25 mm, e outra correspondendo a "1", com o dobro da largura, ele deve ter uma resolução de 0,1 mm, aproximadamente! Pois é, o processo já não parece tão simples; na prática, porém, esse problema foi contornado com soluções engenhosas. É o que veremos agora, com a análise do sensor HBCS 1100.

Trata-se de um sensor ótico desenvolvido pela Hewlett-Packard (HP), que está representado na figura 1. A fonte de luz é proporcionada por um pequeno LED, enquanto a parte sensora é formada por um fotodiodo e um transistor, fraternalmente combinados na mesma pastilha semicondutora. Seu diagrama esquemático aparece na figura 2, traçado de uma forma pouco convencional, mostrando a pinagem e os três resistores adicionados para dar origem a uma caneta ótica.

É óbvio que o sinal de saída não é suficiente para excitar portas lógicas diretamente — não só porque os resistores têm valores elevados, mas também devido aos baixos níveis de saída. Além disso, o sinal deve sempre passar por alguma "limpeza", já que as barras podem estar meio "esgarçadas" ou não muito pretas. Os espaços, por sua vez, podem estar manchados de forma aleatória, também perturbando a leitura.

Mas, mesmo se houvesse uma transição ideal, perfeitamente definida entre claro e escuro (ou vice-versa), o sinal de saída iria baixar (ou crescer) gradualmente, pelo fato de não se ter um ponto luminoso infinitamente pequeno. Na melhor das hipóteses, a saída será algo semelhante ao sinal da figura 3a; na maioria das vezes, contudo, vai parecer mesmo com o da figura 3b.

Existem várias técnicas para se determinar as transições claro-escuro e vice-versa. Pode-se, por exemplo, diferenciar o sinal, de forma que justamente as transições sejam enfatizadas — sistema que, infelizmente, sofre de

sérias desvantagens: ele é muito sensível a interferências (tanto elétricas como erros de impressão) e exige que a caneta seja deslocada sobre os códigos a uma velocidade determinada e constante.

Outra possibilidade seria amplificar o sinal, até que começasse a exibir corte por saturação — também muito crítica, pois o sinal teria que ser mantido em um nível razoavelmente constante.

Uma terceira opção consistiria em detectar os picos positivos e negativos do sinal, assumindo uma "passagem por zero" a meio caminho entre os extremos — o que requer detectores de pico bastante rápidos. Tomando um sinal como o da figura 3b, os dois níveis de referência (ou seja, os pontos de máximo e mínimo do sinal) deveriam ser calculados a cada pico, individualmente, a fim de que um sinal flutuante como esse pudesse ser processado de forma adequada.

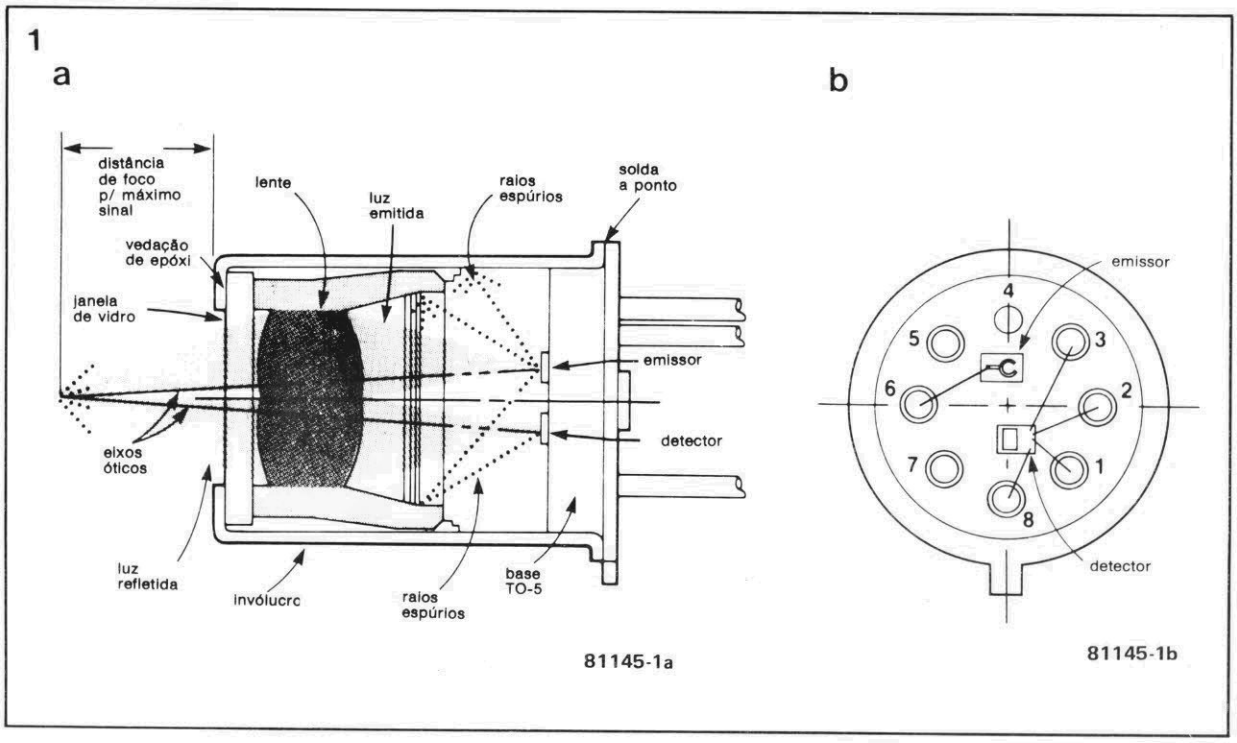


figura 1 — Vista inferior e em corte do HBCS 1100, um sensor ideal para canetas óticas.

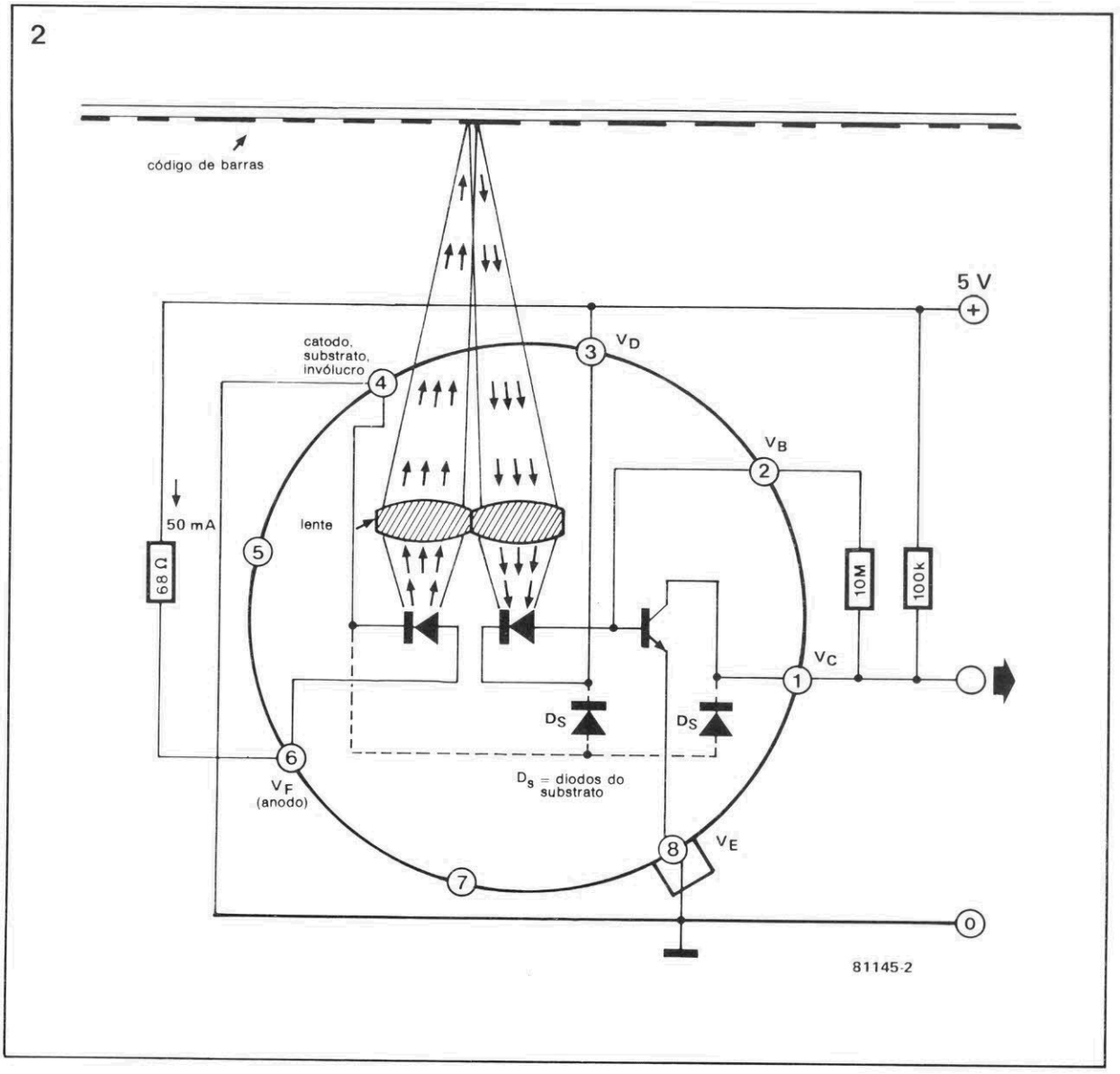


figura 2— Diagrama esquemático do HBCS 1100, incluindo a pinagem. Com o acréscimo de apenas três resistores externos, obtém-se uma simples caneta ótica.

Em vários códigos, é muito importante que a primeira barra seja lida corretamente. No caso dessa última alternativa de leitura, seria bem provável que nesse momento crucial o detector de nível baixo (correspondente ao preto) estivesse assumindo um valor aleatório — tornando mera coincidência a leitura correta da primeira transição escuro-claro. Uma situação inaceitável, portanto.

A Hewlett-Packard emprega um sistema diferente em sua caneta HEDS 3000, cujo circuito pode ser visto na figura 4. Esse sistema, bem mais confiável, é composto por três seções básicas: o amplificador, o processador de sinais e o *buffer* de saída. A função do amplificador é simplesmente reforçar o sinal até alguns volts de tensão, para depois entregá-lo a um detector de picos, baseado em D3, D4 e C1. A tensão sobre esse capacitor é então comparada com o sinal original, conforme está explicado na figura 5.

Inicialmente, a caneta está apontada para um espaço em branco da página, à esquerda da primeira barra. A saída de A1, nesse instante, é alta e a tensão sobre C1 revela-se 0,7 V inferior a ela. Assim que a caneta atinge a primeira barra, a tensão de A1 cai e, num determinado momento, estará menor que a presente em C1. A essa altura, a saída de A2 irá para "1", T1 conduzirá, T2 será cortado e a saída do circuito ficará em "1" também.

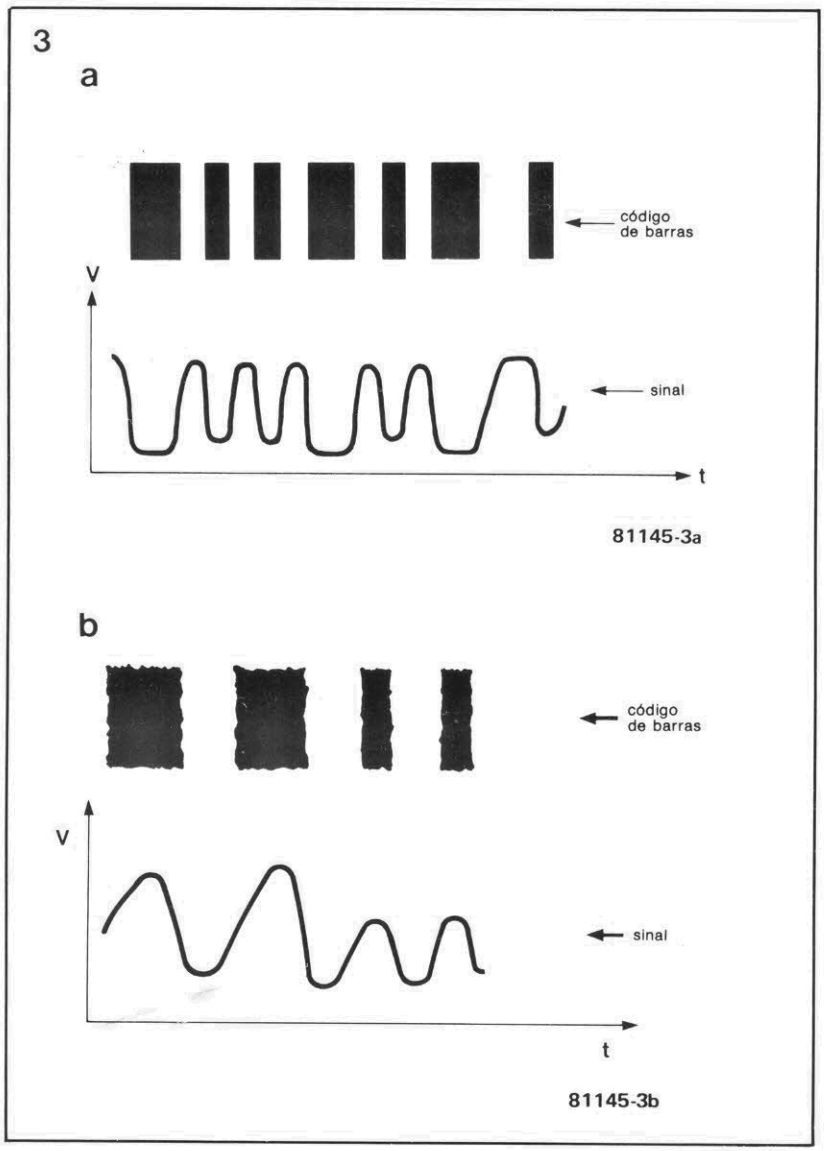
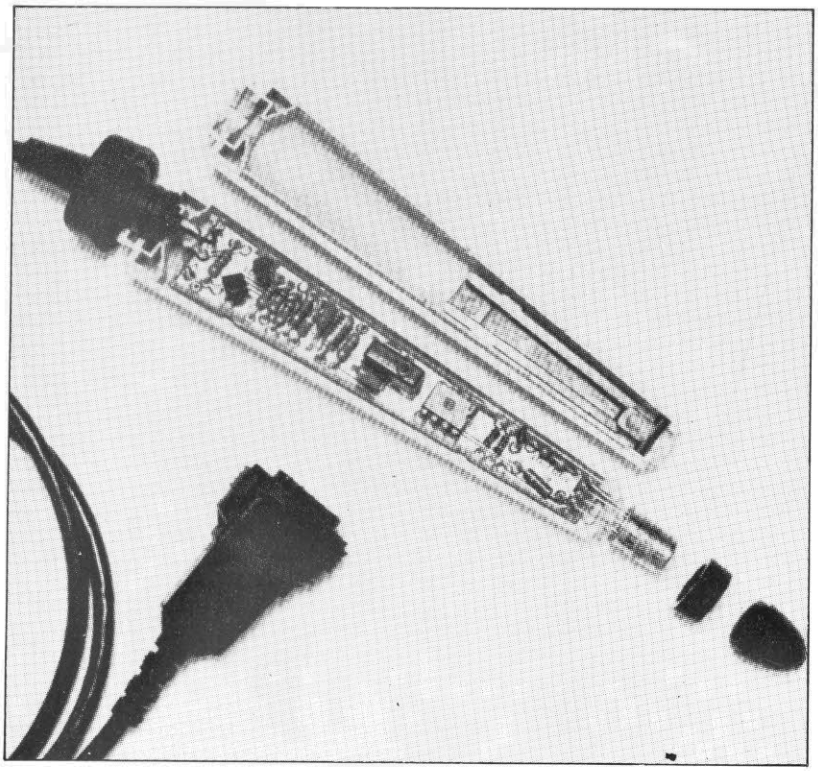


figura 3 — Dois exemplos do tipo de sinais produzidos pelo sensor. Em (a) temos uma impressão de boa qualidade e em (b), outra que pode afetar a leitura.



Caso a tensão de saída de A1 continue a cair, D4 começará a conduzir e a tensão sobre C1 ultrapassará em 0,7 V o nível do sinal. Essa referência de pico negativo será então usada para se detectar o momento em que a tensão de A1 voltar a subir. A saída de A2 voltará então para "0", assim como a saída lógica de T2.

Existem várias considerações a fazer sobre esse processo, tal como o sinal de saída em A1, que deve ser elevado o suficiente para permitir a condução alternada de D3 e D4; na prática, porém, os resultados são bastante satisfatórios, exibindo erros de lar-

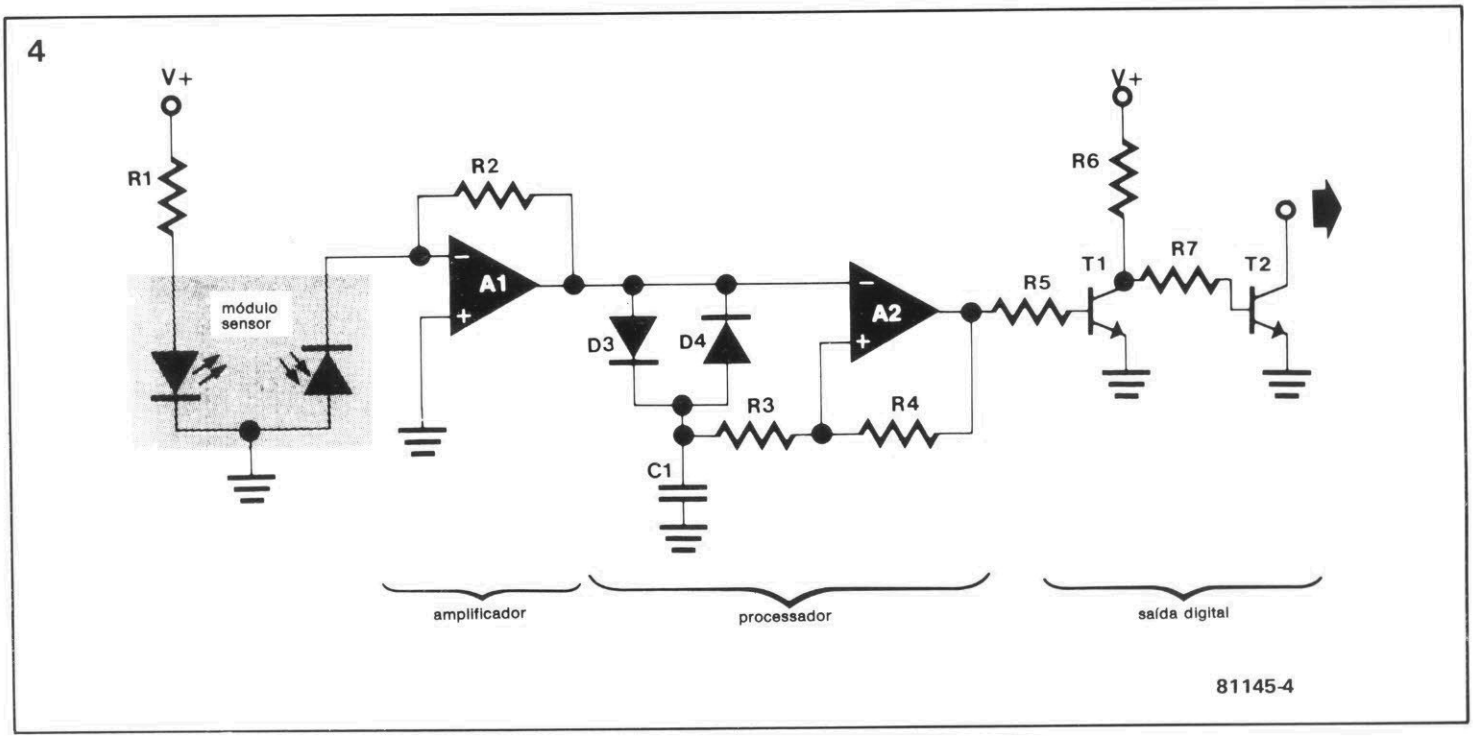


figura 4 — Diagrama completo de uma caneta fabricada pela HP, a HEDS 3000. Foi exclu1do apenas o desacoplamento da fonte, composto por dois capacitores.

gura de 0,1 mm (para a primeira barra) e 0,05 mm (para as barras subseqüentes).

O sistema de medição

A caneta ótica, apesar de suas qualidades, não pode ser considerada um leitor de códigos de barras. Tudo o que ela faz é converter os traços escuros em uma espécie de sinal PDM com níveis TTL — enquanto o sistema completo deve prever ainda detecção de erros e decodificação, o que envolve uma boa dose a mais de eletrônica. Asssim, a HP emprega um conversor acoplado entre a caneta e o computador, composto por dois CIs específicos: um deles baseia-se em um microprocessador e foi especialmente projetado para essa aplicação; o outro é uma memória ROM com capacidade para 4 mil palavras.

A interface converte o sinal elétrico, na saída da caneta, em um código binário (onde uma barra estreita corresponde ao "0" lógico e uma larga, ao "1" lógico). Os dados são então divididos em grupos de bytes (oito bits), que por sua vez são armazenados na memória de trabalho; a interface pode assim "consultar" o microprocessador da calculadora HP 41CV, através das linhas de barramento, até que todos os dados tenham sido transferidos para a máquina.

O processo funciona em torno do próprio código de barras. No sistema adotado pela HP, as barras estreitas e o espaçamento entre barras têm a mesma largura, enquanto o "1" lógico é representado pelas barras mais largas. Já vimos que a saída da caneta é baixa ao passar pelas barras e vai para "1" durante os espaços; pois bem, a decodificação é feita pela contagem dos pulsos de *clock* da HP 41CV (360 kHz): Isto é efetuado em duas etapas: primeiro, durante a condição "baixa" da caneta e, de-

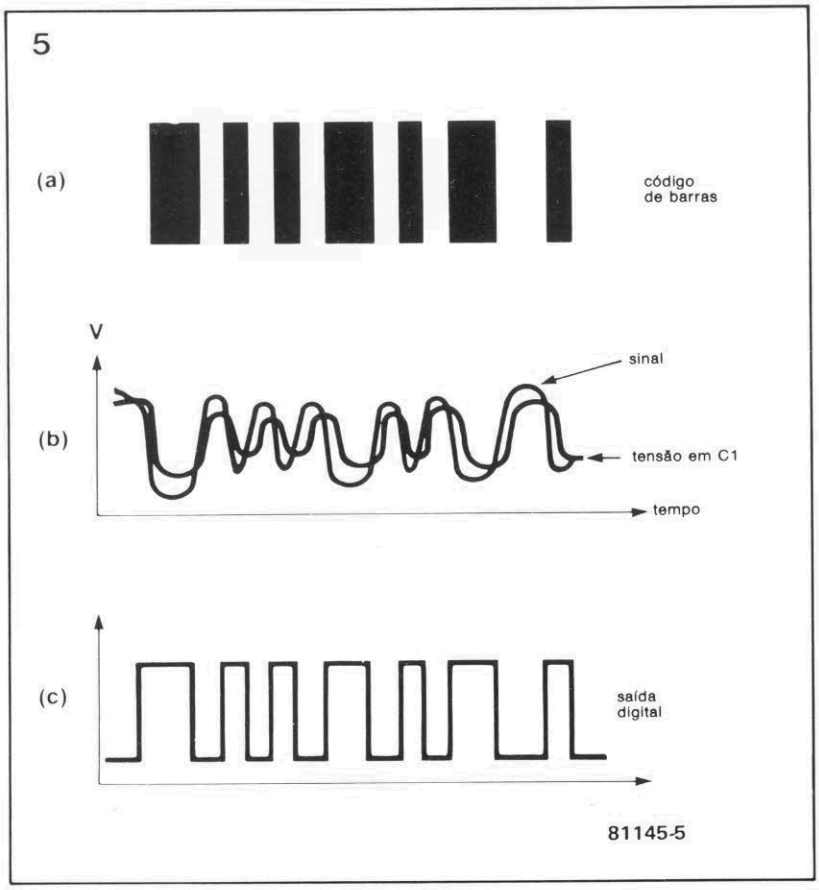
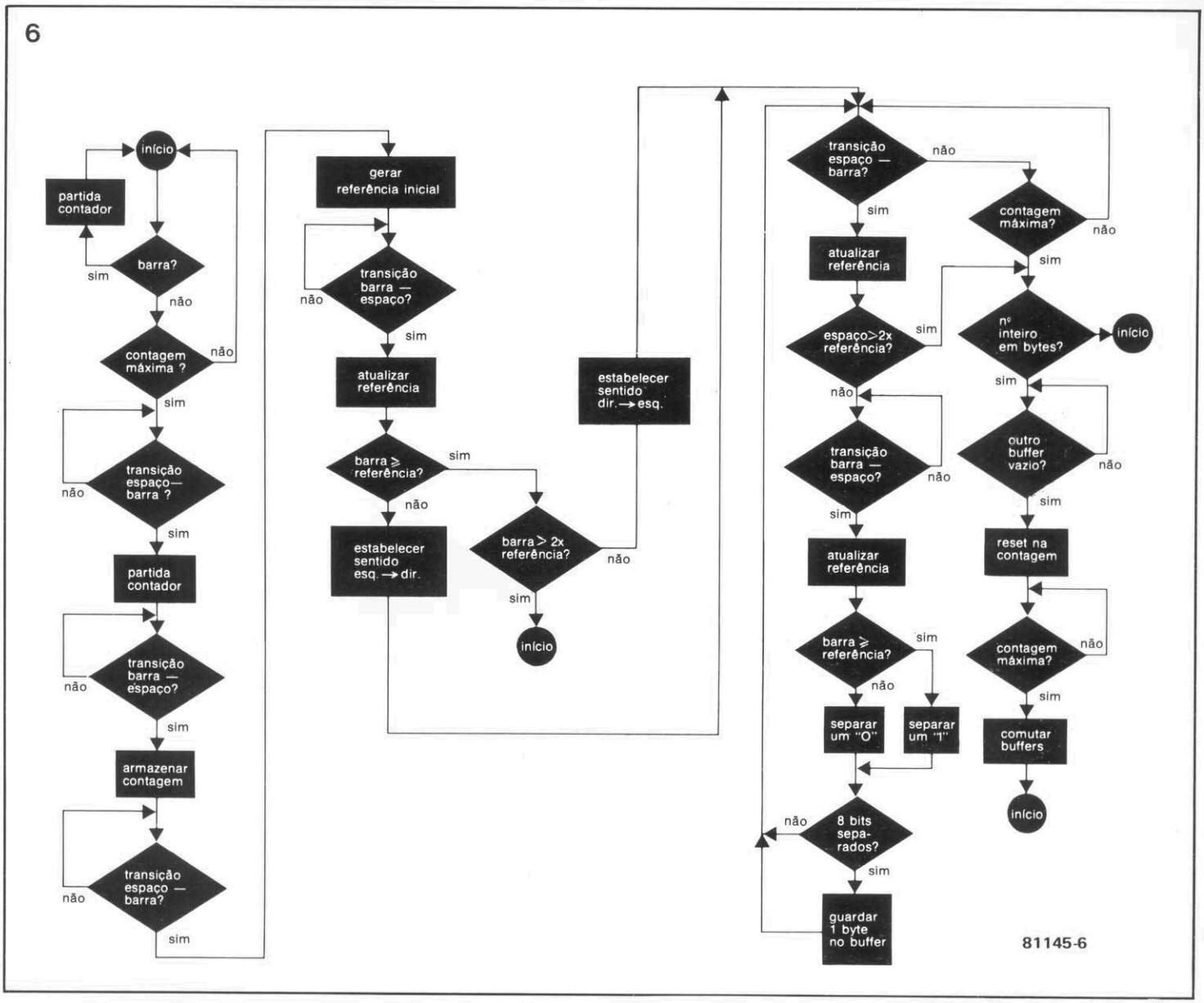


figura 5 — o processamento de sinais pela HEDS 3000.



pois, durante o período "alto" (barras e espaços, respectivamente).

Calcula-se então uma média dos dois valores (em número de pulsos de *clock*), que passa a ser considerada um padrão, correspondente a um espaço ou a uma barra estreita. Em seguida, o resultado é comparado com o da barra subseqüente; se for contada mais de uma vez e meia o número de pulsos de referência, a nova barra será considerada como "1" lógico e em caso contrário, como "0" lógico. Vamos exemplificar, para esclarecer melhor o processo.

Suponha a que a primeira barra medida tenha uma largura de 1.100 pulsos; a seguir, vem um espaço com 900 pulsos, fazendo uma média de 1.000 pulsos. O valor limite

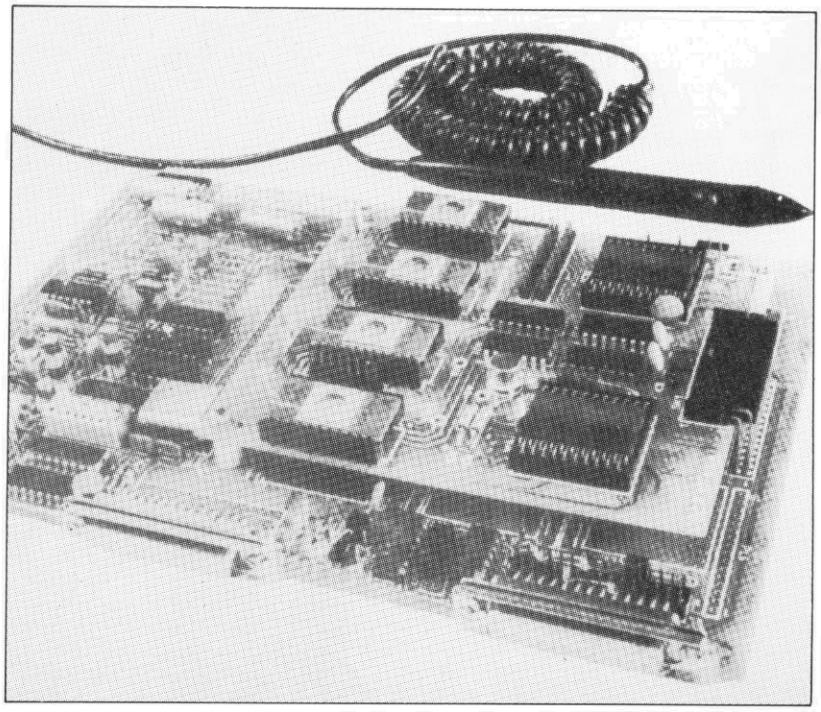


figura 6 — Fluxograma que ilustra o procedimento de decodificação no sistema da HP.

7

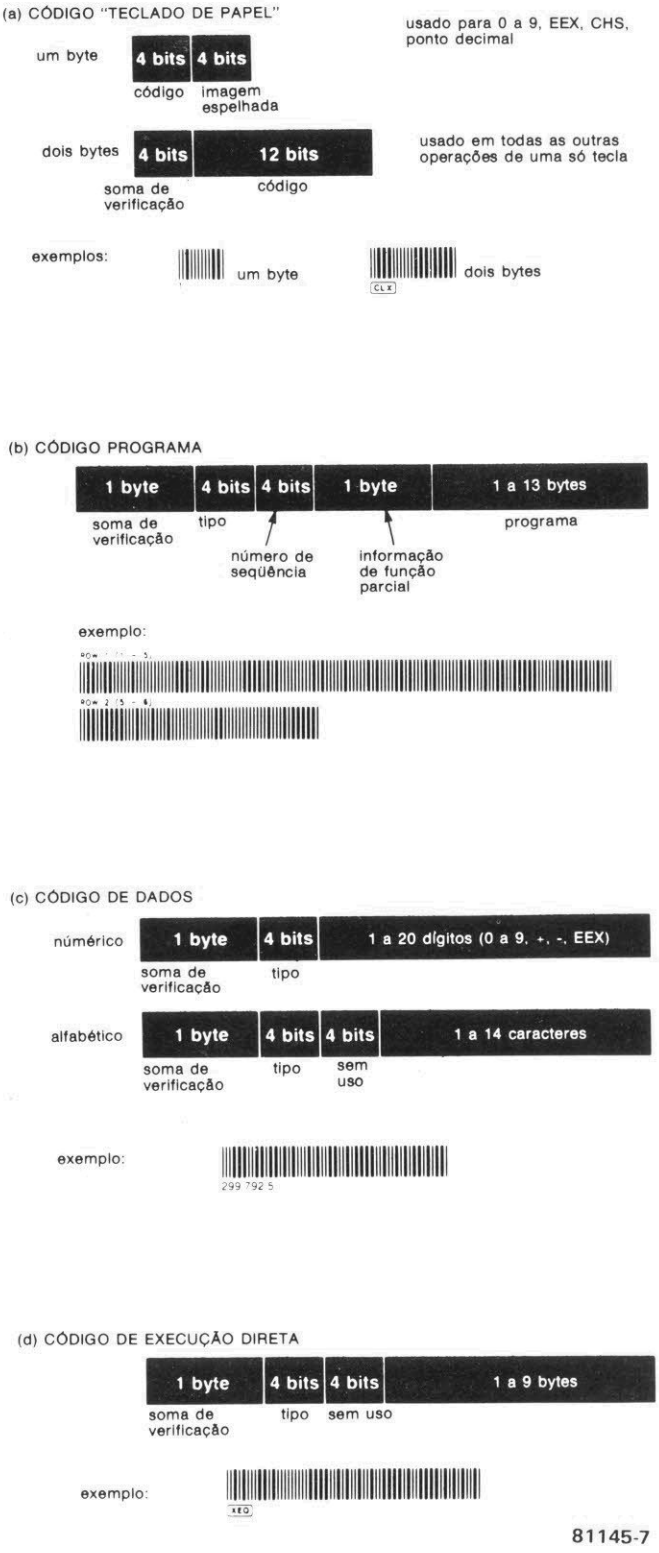
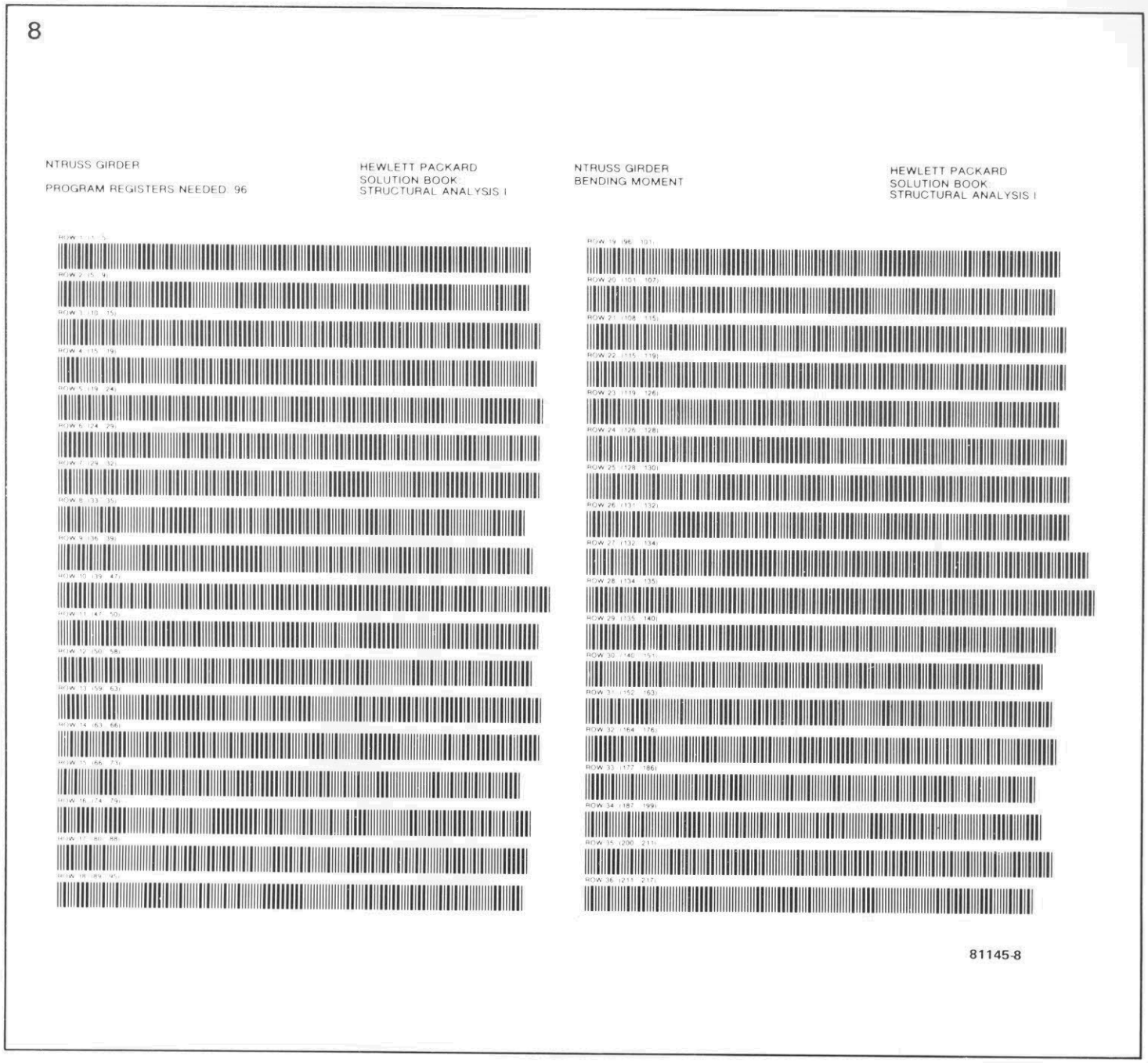


figura 7 — Os códigos de barras são usados pela HP em quatro diferentes aplicações. As modalidades "código de programa" e "código de dados" são compatíveis com outros sistemas de micro-computadores



de referência, portanto, será de 1,5 x 1.000 = 1.500 pulsos. Se a barra seguinte totalizar 1.600 pulsos, por exemplo, será considerado um nível "alto", pois terá ultrapassado o limite. Caso essa barra seja seguida por um espaço de 700 pulsos, a nova "unidade de largura" vai ser de 800 pulsos (já que a extensão total de uma barra larga passou a ser de 1.600 pulsos). O novo valor de referência, portanto, será de 750 pulsos (média de 800 com 700); em outras palavras, a caneta vai ganhando "velocidade"!

Esse artifício, todavia, não é suficiente para assegurar confiabilidade absoluta. Foi preciso prever também um programa razoavelmente elaborado, como se vê na figura 6. Assim que a caneta toca o papel, o contador começa a funcionar e, respeitando um número limite de pulsos de *clock* (aproximadamente igual a 2^{14}), entra num laço de espera, até que surja a primeira barra — cuja largura é "contada", juntamente com a do espaço subseqüente.

Essas duas informações dão origem à unidade média, utilizada para avaliar a barra seguinte. Se ela for estreita, o sistema saberá que a caneta vai estar varrendo o código da esquerda para a direita, enquanto uma barra larga irá in-

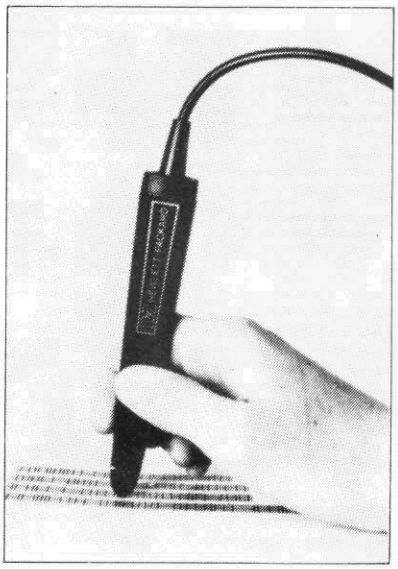
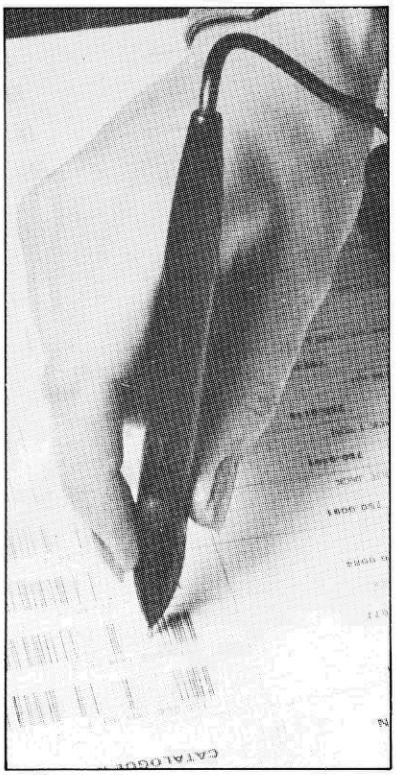


figura 8 — Duas páginas de um livro da HP, contendo códigos barrados. O tamanho

dicar o contrário. Feito isto, a decodificação bit a bit poderá ter início, com grupos de 8 bits sendo coletados como bytes e armazenados em um *buffer* de 16 bytes. Existem dois *buffers* desse tipo no conversor, de modo que o processador possa ler um deles, enquanto a caneta "escreve" no outro.

Várias checagens são efetuadas durante a decodificação e, caso ao final o último byte venha a ter menos de 8 bits, o sistema saberá que algo saiu errado. Além disso, as barras não poderão ser largas demais, pois se atingirem o dobro da largura de referência, isto será interpretado como o fim da linha; o mesmo acontecerá se for ultrapassado a contagem máxima de 2^{14} pulsos. Como os espaços têm a mesma extensão das barras estreitas, essa limitação estabelece a largura máxima das barras — que não deve exceder 3 mm, com a caneta deslocando-se à velocidade mais baixa (cerca de 7,5 cm/s).

No entanto, como um dos requisitos dessa codificação é "espremer" o maior número possível de barras em uma só linha, a largura de 3 mm é um desperdício de espaço; é mais interessante, na verdade, descobrir a largura mínima que uma barra pode assumir. Isso vai depender do tempo gasto na decodificação de cada barra, no cálculo do valor seguinte de referência e, se requerido, na armazenagem de um grupo de 8 bits na memória. Essas operações tomam 76 pulsos de *clock* e, como em sua maior velocidade a caneta atinge os 76 cm/s, a largura mínima das barras pode ser de 0,17 mm — uma grande responsabilidade, não só para a caneta, mas também para a impressora dos códigos.



Da informação em bruto aos dados acabados

O sistema descrito encarrega-se de todo o procedimento envolvido na leitura dos códigos, até o ponto em que 16 bytes estão estocados na memória intermediária; daí para a frente, a bola passa ao computador (no caso, a calculadora HP 41CV). Essa máquina é capaz de utilizar os códigos barrados de quatro formas diferentes, conforme ilustra a figura 7.

O primeiro método, chamado "teclado de papel", é bastante original: consiste em linhas de um ou dois bytes, que representam funções de determinadas teclas. A vantagem é que uma linha de código pode determinar uma função completa, mesmo se pelo teclado "real" ela só poderia ser "chamada" através de uma seqüência de teclas.

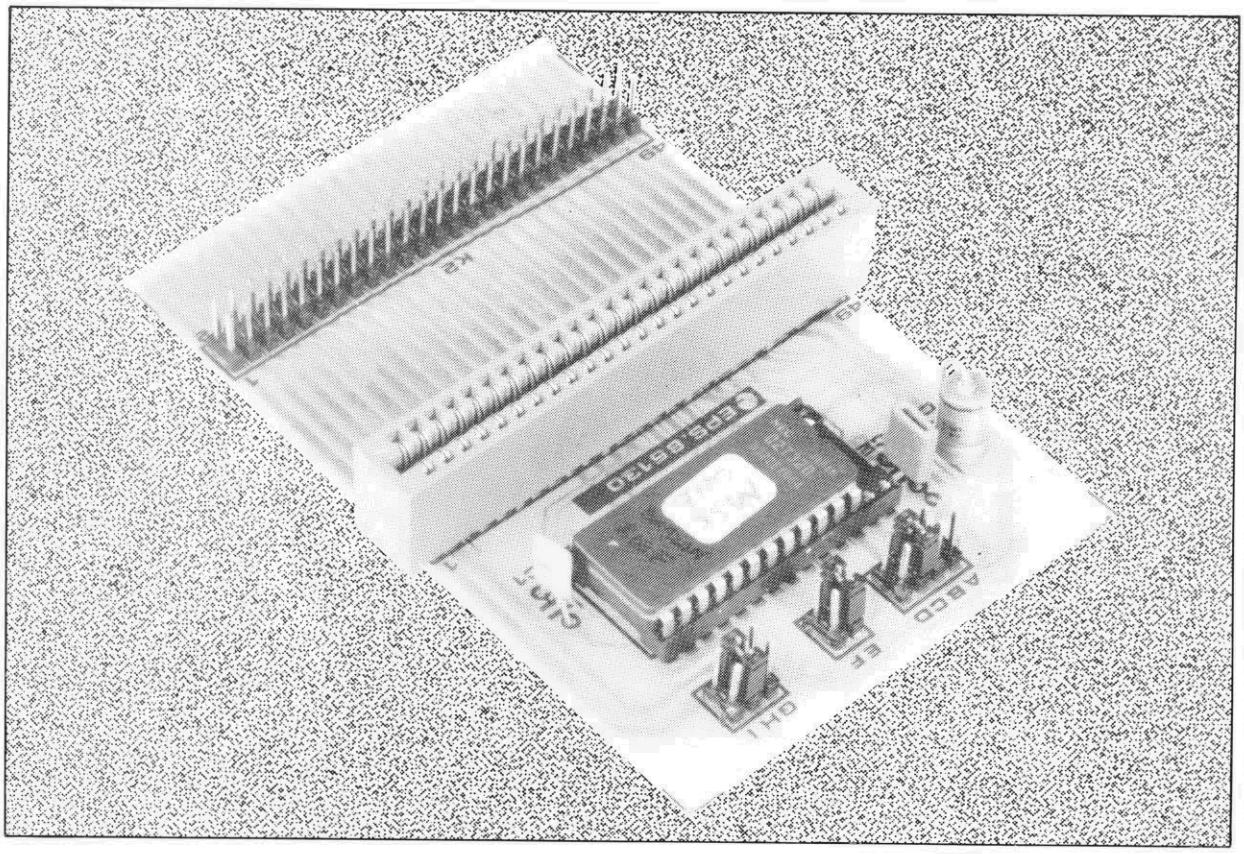
Um método similar, porém mais elaborado, é o chamado "execução direta", através do qual uma série completa de digitações é imitada por meio de uma única operação — como STO 12, por exemplo. Os dois últimos sistemas, e também os mais interessantes, são os códigos de dados e de programa. Nos dois casos há uma soma de verificação de 8 bits no início de cada linha, que é o resultado da adição de todos bytes (no caso do código "programa") pertencentes àquela linha e às anteriores — um sistema engenhoso para evitar erros.

Em seguida, são acrescentados 4 bits, para indicar o tipo de informação envolvida na operação (ou seja, programa ou dados). No caso do código "programa", outros 4 bits vão indicar o número da linha que está sendo lida (para evitar que uma linha seja "pulada" ou lida duas vezes), além de mais 8 bits, referentes a quaisquer funções múltiplas que tenham sido iniciadas na linha anterior ou vão prosseguir na subseqüente. Por fim, outros 13 bytes (no máximo) de informação "útil" poderão ser transferidos, seja como 29 dígitos ou 14 caracteres diferentes.

A Hewlett-Packard chega a imprimir 18 linhas de códigos por página, como informa a figura 8 (onde duas páginas aparecem em escala reduzida). Pode parecer aborrecido "varrer" todos esses dados com a caneta ótica, mas pense nas horas de digitação que são economizadas com esse processo, que dura apenas alguns minutos.

Fonte de referência

Hewlett-Packard Journal, janeiro de 1981.



Cartucho com EPROM programável pelo usuário

A filosofia da linha MSX permite desenvolver programas e expansões intercambiáveis com qualquer micro que empregue a mesma tecnologia. Nesta pequena série de artigos de artigos você verá como construir seus próprios periféricos, começando com uma placa-cartucho e muitos detalhes sobre programas armazenados em memórias EPROM.

MSX

Expansões 1- parte

Os cartuchos comerciais para a linha MSX contêm simplesmente uma memória EPROM, gravada com programas específicos de jogos ou aplicativos. O conector ou *slot* disponível em todo computador MSX para o acoplamento desses cartuchos, porém, pode também ser usado para a conexão de expansões "caseiras" — que tenham EPROMs de fácil acesso, gravadas pelo usuário — sem com isso abrir mão da possibilidade de continuar usando os cartuchos convencionais. É o que estamos propondo com este primeiro projeto, que apresenta os seguintes recursos:

* Facilidade de conexão com posteriores expansões de *hardware*.

* Pode ser acoplado diretamente ao conector de saída (50 vias) dos micros MSX.

* Pode ser usado como adaptador de cartuchos em 90° ou como um versátil soquete temporário para EPROMs de 2, 4, 8, 16 ou 32 kB de capacidade, contendo programas gravados pelo usuário.

* É diretamente compatível com os sintetizadores Yamaha.

O cartucho MSX

A sugestão, como se vê, é daquelas que vai agradar muita gente: universal, acessível a medições e experimentos, além de permitir a inserção de EPROMs "personalizadas". Entretanto, antes de por mãos à obra, convém conhecer um pouco as convenções utilizadas pelo Basic MSX com relação aos cartuchos. Vamos então analisar, antes de mais nada, o típico procedimento de inicialização dos micros MSX.

1

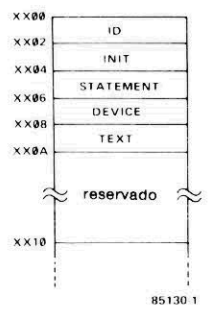


figura 1— Estes códigos, no início do bloco de endereços de cada slot, *são uma espécie de "cartão de visita" em* software, *para ser identificado pelo Basic MSX.*

Uma vez ligado o computador, o Basic MSX sempre estabelece a área de RAM entre os endereços 8000 e FFFF, ativando a maior região contínua localizada. Em seguida, o programa examina a faixa de endereços do *slot* (entre 4000 e BFFF), sendo que cada um deles ocupa 16kB, divididos em quatro páginas. No início de cada página, é lida uma sequência de códigos, a fim de identificar o conteúdo dos *slots;* os bytes que fornecem essa informação estão posicionados numa ordem fixa, conforme ilustra a figura 1. A função da cada código é a seguinte:

ID (identificação): código de 2 bytes que indica a presença de uma EPROM de cartucho. Nesse caso, o Basic lê 41hex e 42hex (ASCII A e B), respectivamente, nesses locais.

INIT (inicialização): vetor (ou indicador de endereços) para a rotina de inicialização associada com a função do cartucho. No caso de não ser requerido, um valor 0000 de *default* estará presente nessas posições.

STATEMENT (expansão de comandos): vetor que indica o manipulador de comandos para o cartucho, caso seja utilizado; em caso contrário, um valor 0000 de *default* estará presente (mais detalhes sobre esse vetor podem ser obtidos nos manuais dos micros ou em publicações especializadas).

DEVICE (expansão de dispositivos): vetor que indica o manipulador de periféricos, caso seja utilizado; em caso contrário, estará presente o valor 0000 de *default* .

TEXT (texto): vetor que indica o endereço inicial do programa em Basic contido no cartucho. É de grande importância para os usuários que desejam gravar em EPROM seus próprios programas em Basic. Todos os endereços iniciais são gravados nos cartuchos começando pelo byte menos significativo, como é de praxe na programação em linguagem de máquina do Z80.

O circuito prático

Este primeiro projeto, na verdade, não é bem um circuito, como se vê na figura 2. Pode ser mais considerado um soquete universal, voltado para o usuário, para toda a série de EPROMs — desde a conhecida 2716, de 2kB, até a gigantesca 27256, de 32kB.

2

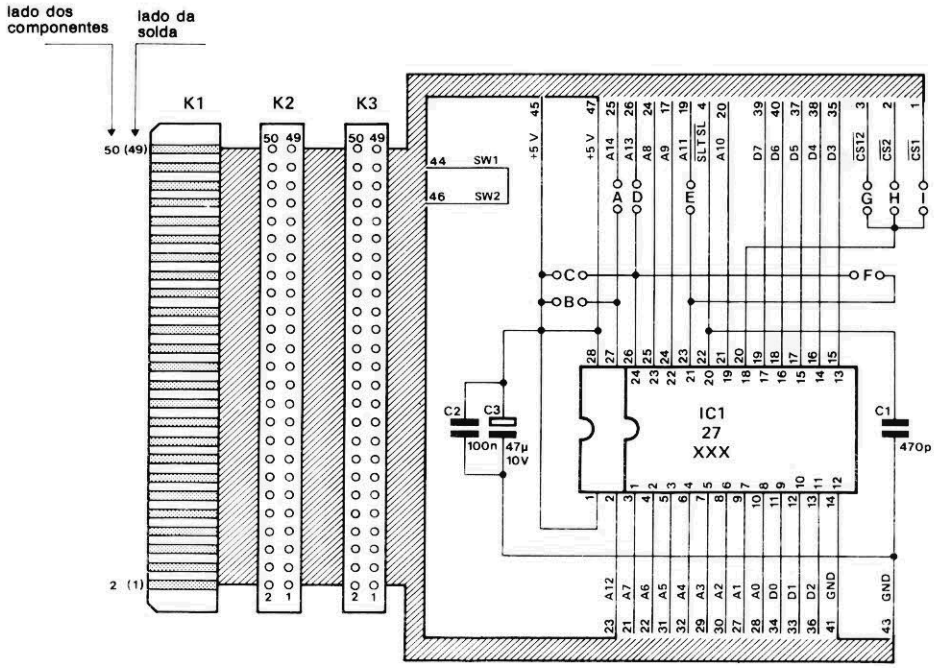


figura 2 — Circuito da placa de expansão em forma de cartucho. As pontes indicadas servem para adaptar o sistema ao tipo de EPROM utilizada (de 2 a 32 kB).

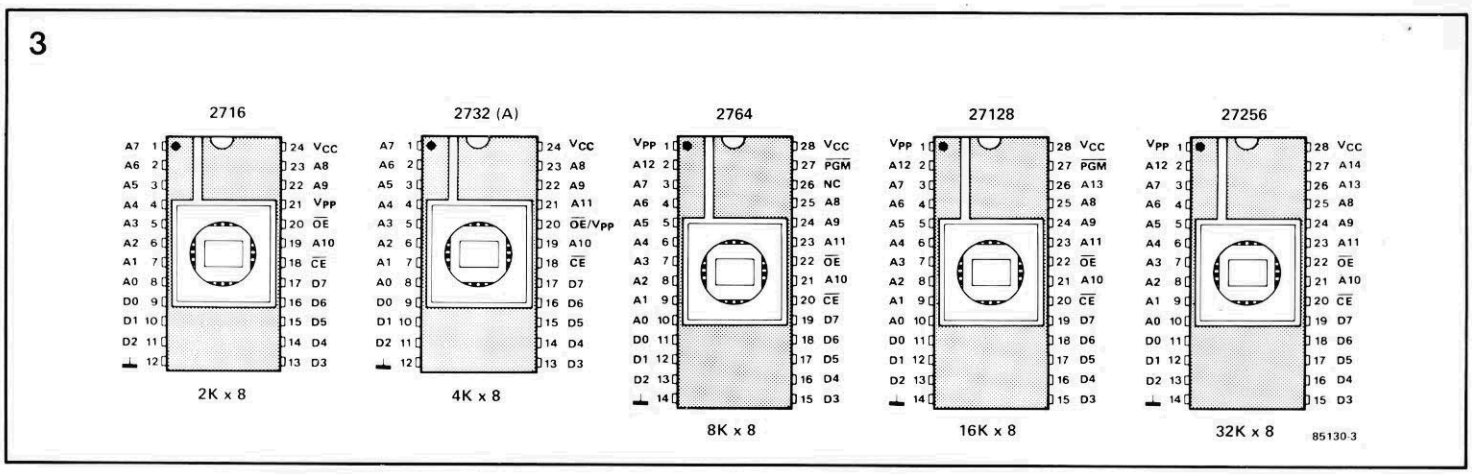


figura 3 — Pinagens das memórias EPROM mais comuns (série 27XX), ordenadas segundo a capacidade de dados.

É interessante observar que os fabricantes de memórias, mediante um acordo, utilizam os últimos dois ou três dígitos do código para indicar a capacidade da memória, em quilobits. Dividindo esses valores por 8, tem-se então o número de bytes programáveis em cada uma delas.

Para acomodar todos os membros da família 27XX, a placa contém uma série de pontes, que devem ser instaladas ou omitidas de acordo com as seguintes instruções:

A *ponte A* faz a seleção entre os tipos 27128 e 27256, devendo ser incluída juntamente com o segundo;

A *ponte B* liga o terminal 27 da memória 27128 a +5 V; portanto, enquanto a ponte A é usada com a 27256, a ponte B adapta uma 27128 à placa;

A *ponte C* liga o terminal 24 (Vcc) da 2716 e 2732 a +5 V;

A *ponte D* acopla a linha de endereço A13 ao terminal 26 das memórias 27128 e 27256. No caso da 2764, deve-se instalar a ponte C (ou seja, ligação entre o pino 26 e +5 V);

A *ponte E* liga o terminal 23 (nos tipos de 28 pinos) ou o terminal 21 (no caso da 2732) à linha A11; deve ser usado com todas as memórias, exceto a 2716;

A *ponte F* faz a conexão do terminal 21 (Vpp) a +5 V, na memória 2716;

As *pontes G, H* e *I* ligam o terminal $\overline{CE}$ (habilitação) da EPROM aos sinais MSX $\overline{CS12}$, $\overline{CS2}$ e $\overline{CS1}$, nessa ordem — onde $\overline{CS1}$ é o sinal seletor de ROM válido para a faixa de endereços compreendida entre 4000 e 7FFF; $\overline{CS2}$, entre 8000 e BFFF; e $\overline{CS12}$ para ambas as faixas, isto é, de 4000 a BFFF. Até o tipo 27128 (inclusive), utiliza-se $\overline{CS1}$ ou $\overline{CS2}$; a memória 27256 exige o $\overline{CS12}$. A tabela 1 reune todas as possíveis configurações das pontes, de forma que o usuário possa visualizar de imediato as conexões necessárias para o tipo de EPROM utilizada.

Se bem que até o momento tenhamos mencionado apenas as memórias EPROM, por serem mais facilmente programadas e encontradas, é evidente que o circuito irá aceitar qualquer PROM ou ROM compatível pino a pino com os modelos descritos. E, uma vez inserida a placa em um micro MSX, o circuito protetor de inserções e remoções irá detectar a conexão entre SW1 e SW2, presente na mesma.

A placa prevê, ainda, a presença de três conectores: K1 é simplesmente a borda da própria placa, contendo pistas de cobre nas duas faces, responsável pela conexão com o conector de expansão do micro; K2 é um conector para circuito impresso, macho, de 50 vias; e K3, por fim, é um conector tipo *slot*, com espaçamento de 0,1 polegada entre contatos, exatamente como o conector dos micros MSX.

listagem 1

```
DUMP
10 CLS
20 INPUT"start";A
30 INPUT"end";B
40 FOR C = A TO B
50 LPRINTUSING"\   \";HEX$(C);:LPRINT"   ";
60 FOR D=0 TO 15
70 LPRINTUSING"\\";HEX$(PEEK(C+D));:LPRINT" ";
80 NEXT
90 C=C+15:LPRINT" ":LPRINT" "
100 NEXT
110 END
```

listagem 1 — Este programa de "limpeza" de memória pode ser usado em análises de programas maiores em Basic, enquanto guardados na RAM. Ele proporciona uma exibição hexadecimal de qualquer área de memória e pode ser estocado em uma EPROM para atuar como um cartucho utilitário de apoio.

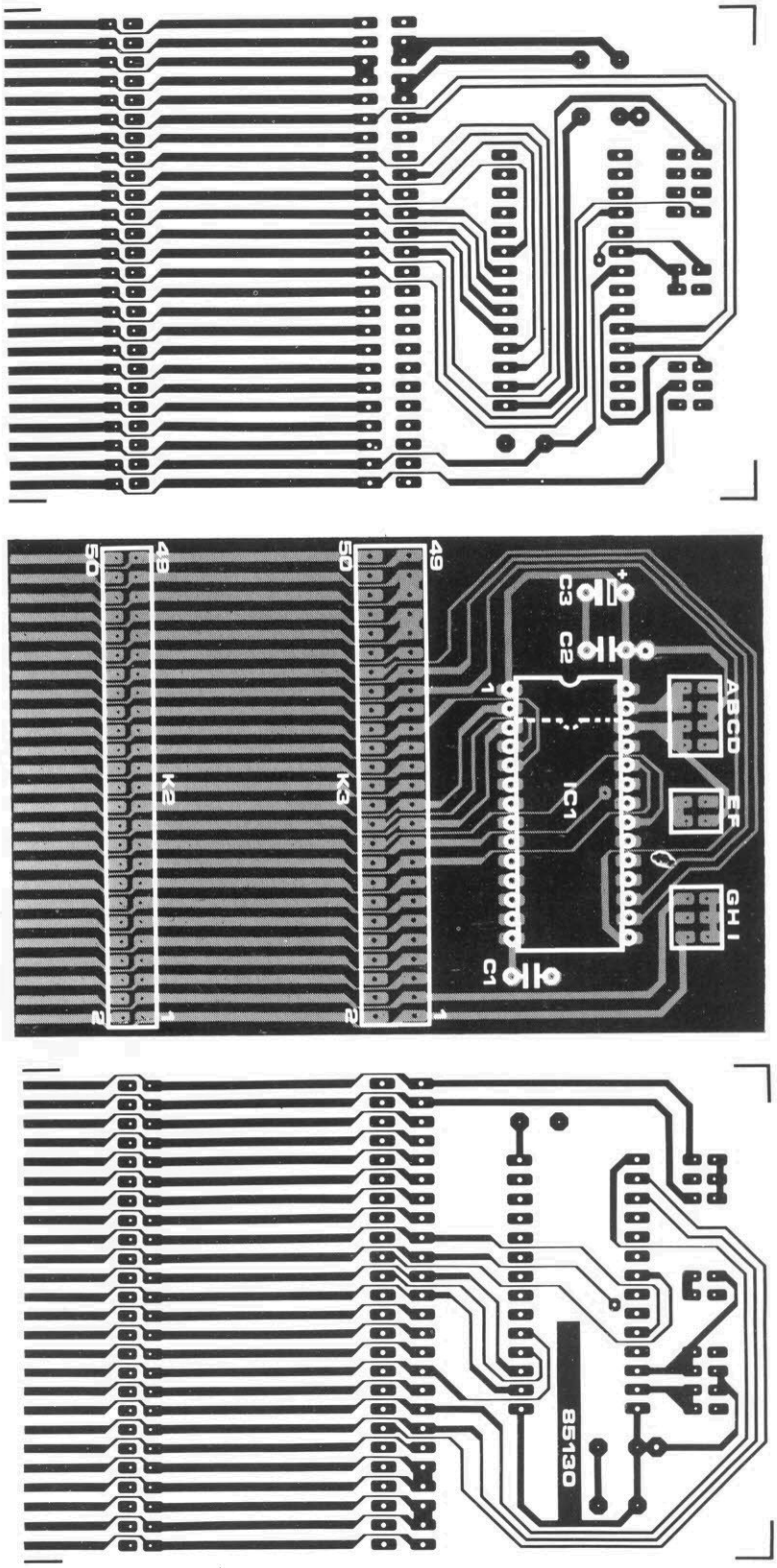
Montagem

O traçado e a disposição de componentes da placa-cartucho podem ser vistos na figura 4. Observe que ela tem dupla face e utiliza furos metalizados, o que permitiu obter um conjunto mais compacto e prático. É recomendável utilizar um soquete tipo "força nula de inserção" (marca *Textool* ou equivalente) para as EPROMs, caso a placa vá sofrer trocas constantes de memória; nesse caso, os soquetes mais baratos fatalmente vão apresentar problemas de contato, em pouco tempo.

Aplicações

Você já tem seu próprio cartucho MSX para gravar e guardar os mais variados pro-

4



Lista de componentes

Capacitores
C1- 470 pF
C2- 100 nF
C3- 47 µF/10V

Semicondutores
IC1- 2716, 2732, 2764, 27128, 27256 ou (P)ROMs compatíveis

Diversos
K2- conector macho para circuito impresso, 50 vias (2x25)
K3- conector fêmea para slot MSX, 50 vias (2x25)
Soquete com força nula de inserção p/ a EPROM (opcional), tipo Textool *ou equivalente*
Placa nº 85130

figura 4 — A placa do cartucho universal é dupla face, com furos metalizados. Aqui ela aprece vista pelos dois lados, em escala 1:1.

gramas, pagando um preço bem inferior ao dos modelos comerciais. Antes de começar a usá-lo, porém, é bom estar "por dentro" do método de armazenagem MSX em Basic. Note apenas que a descrição feita a seguir não é válida para cartuchos programados em linguagem de máquina, que exigem um sistema vetorial mais complexo.

No caso de um programa em Basic, então, são essenciais os vetores ID e TEXT, localizados respectivamente em XX00-XX01 e XX08-XX09 (veja a figura 1). Como os primeiros 16 bytes do cartucho são reservados para a identificação do programa e vetores do sistema, o programa Basic propriamente dito pode ser estocado do ponto XX10 em diante. Na prática, os programas MSX em Basic costumam ser gravados do ende-

reço 8000 em diante, de modo que o valor 80 possa ser lido como XX daí para a frente.

No endereço 8010, a UCP deve ler o byte 00, invariavelmente; as localidades seguintes contêm o chamado "endereço de ligação" (2 bytes) e um número de linha (outros 2 bytes), enquanto a subsequente aloja uma linha codificada de programa Basic, terminada com um byte 00. Esse processo é repetido em todas as linhas seguintes de texto.

Para localizar os códigos hexadecimais que constituem o programa, é preciso rodar o programa DUMP da listagem 1, de preferência dispondo de uma impressora. Caso isto não seja possível, os bytes podem ser remetidos para a tela trocando-se todos os comandos LPRINT por PRINT e substituindo por 7 o número 15 existente nas linhas 60 e 90, a fim de prever a menor quantidade de caracteres por linha. Note ainda que o programa DUMP pode ser "acoplado" a qualquer outro programa do usuário — começando, por exemplo, da linha 1000 em diante.

Assim, após o comando RUN 1000, o programa está pronto para receber os endereços de início de fim de programa; o primeiro deve ser sempre &H8000, enquanto o segundo depende do tamanho do programa, ampliado em cerca de 160 bytes pelo acréscimo do DUMP.

Conhecido o processo e utilizado o DUMP na prática,

tabela 1

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
27256	o—o			o—o	o—o		o—o		
27128		o—o		o—o	o—o			o—*—o	o—*—o
2764		o—o	o—o		o—o			o—*—o	o—*—o
2732			o—o		o—o			o—*—o	o—*—o
2716			o—o			o—o		o—*—o	o—*—o

85130-T1

*=selecionar entre H e I (veja texto)

tabela 1 — Sumário das várias pontes que devem ser ligadas, de acordo com o tipo de EPROM utilizado, da série 27XX. A escolha entre as pontes H e I depende da área selecionada de memória (veja texto).

tabela 2

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
8000	0	7	80	A	0	9F	0	16	80	14	0	85	22	87	74	61
		L8007		*10		Tk	EOL	L8016		*20		Tk	"	s	t	a
8010	72	74	22	3B	41	0	23	80	1E	0	85	22	65	6E	64	22
	r	t	"	;	A	EOL	L8023		*30		Tk	"	e	n	d	"
8020	3B	42	0	33	80	28	0	82	20	43	20	EF	20	41	20	D9
	;	B	EOL	L8033		*40		Tk	sp	C	sp	Tk	sp	A	sp	Tk
8030	20	42	0	4E	80	32	0	9D	E4	22	5C	20	20	5C	22	3B
	sp	B	EOL	L804E		*50		Tk	Tk	"	\	sp	sp	\	"	;
8040	FF	9B	28	43	29	3B	3A	9D	22	20	20	22	3B	0	5D	80
	Tk	Tk	(	C	)	;	:	Tk	"	sp	sp	"	;	EOL	L8050	
8050	3C	0	82	20	44	EF	11	20	D9	20	F	F	0	7B	80	46
	*60		Tk	sp	D	Tk	0	sp	Tk	sp	Tk	15	EOL	L807B		*
8060	0	9D	E4	22	5C	5C	22	3B	FF	9B	28	FF	97	28	43	F1
	70	Tk	Tk	"	\	\	"	;	Tk	Tk	(	Tk	Tk	(	C	Tk
8070	44	29	29	3B	3A	9D	22	20	22	3B	0	81	80	50	0	83
	D	)	)	;	:	Tk	"	sp	"	;	EOL	L8081		*80		Tk
8080	0	96	80	5A	0	43	EF	43	F1	F	F	3A	9D	22	20	22
	EOL	L8096		*90		C	Tk	C	Tk	Tk	15	:	Tk	"	sp	"
8090	3A	9D	22	20	22	0	9C	80	64	0	83	0	A2	80	6E	0
	:	Tk	"	sp	"	EOL	L809C		*100		Tk	EOL	L80A2		*110	
80A0	81	0	0	0	8	41	0	C5	32	76	80	0	0	0	0	8
	Tk	EOL				A										
80B0	42	0	C5	32	51	20	0	0	0	0	8	43	0	C5	32	59
	B											C				
80C0	60	0	0	0	0	8	44	0	41	90	0	0	0	0	0	0
							D									
80D0	3A	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
80E0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
80F0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

* : nº de linha
L : endereço de ligação *11hh*
Tk : byte indicador (*token byte*)
sp : espaço
EOL : fim da linha Basic
▨ : fim do programa

tabela 2 — Listagem hexadecimal do programa DUMP, exatamente como é armazenado na memória RAM do micro MSX. Com todos os bytes analisados, esse programa poderá ser útil para se reconstruir a listagem 1.

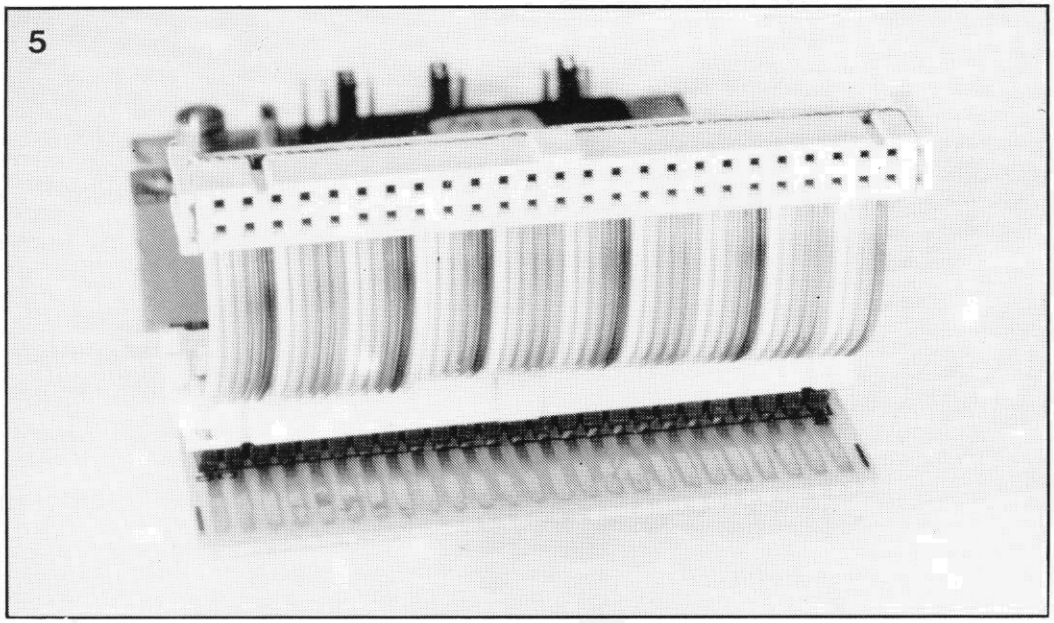


figura 5 — o micro também pode ser ligado à expansão por intermédio de um cabo de 50 veias e dois soquetes adequados.

pode-se "limpar" a memória do micro (através de NEW) e o programa DUMP, introduzido conforme a listagem 1, ou seja, a partir da linha 10. Rode o programa, introduza &H8000 como endereço de início e &H8100 como final, e observe então o código de máquina que o compõe. Com o auxílio da tabela 2, tente seguir as linhas familiares em Basic, a fim de compreender o princípio de armazenagem do sistema MSX.

Note, além disso, que os endereços de ligação e os números de linha estão na ordem inversa (isto é, começando pelos bytes menos significativos). Todos os comandos-padrão em Basic têm um byte *token* correspondente e não será difícil localizar alguns deles: 82h=FOR; 9Dh=LPRINT; EFh="=" (sinal de igualdade); 83h=NEXT; F1h="+"; E4h=USING, etc.

Esclarecida esta parte, vamos agora abordar os dados gravados nas memórias EPROM.

Os dados da EPROM

É evidente que o computador não irá considerar qualquer código de máquina localizado a partir do endereço 8000, quando gravado em um cartucho, já que — como discutimos anteriormente — o grupo de identificação de bytes não está presente no início do programa (8000... 800F). Para se obter os dados contidos na EPROM da placa de expansão, todo o programa em código de máquina terá que ser deslocado 16 bytes (10h) para cima, enquanto os endereços de ligação deverão ser alterados de acordo e os identificadores posicionados no início, como já foi sugerido.

A tabela 3 traz um exemplo prático de como realizar essa tarefa — usando novamente o programa DUMP, mas desta vez gravado em uma EPROM. Compare esses dados com os da tabela 2, para conhecer melhor a operação do cartucho com o Basic MSX; programe, depois, uma EPROM com esses dados, coloque-a no soquete da placa expansora e comece a utilizar seu próprio cartucho aplicativo.

Para concluir, alguns detalhes sobre programas em Basic de maior extensão e complexidade e sua armazenagem em memórias EPROM. Como já foi sugerido, o programa DUMP poderá ser acrescentado a qualquer um deles, mediante uma linha de número elevado (1000, por exemplo). Uma vez depurado e operando o programa principal, basta rodar o DUMP, localizar os endereços de ligação, acrescentar 10hex a eles, deslocar o programa para cima em 10hex endereços e escrever uma sequência adequada de bytes identificadores.

Cada endereço de ligação sempre aponta para o seguinte, sendo, portanto, facilmente localizáveis. O final do programa deve ser assinalado pelo endereço de ligação 0000; o final *verdadeiro*, porém, *sem* o programa DUMP, poderá ser encontrado procurando-se pelo equivalente hexadecimal de 100000 e bytes 1027, nessa ordem; em seguida, altera-se o endereço de ligação precedente para 0000. Observe, por fim, que os programas de cartucho não podem ser editados, pelo fato de estarem gravados em memórias EPROM.

Conexão por cabo

A placa de expansão não precisa, necessariamente, ser diretamente acoplada a um dos *slots* do micro MSX; essa ligação pode muito bem ser feita através de um cabo plano de 50 veias, sem problemas. Nesse caso, a placa-cartucho é ligada ao computador através de uma pequena extensão desse cabo e dois soquetes apropriados, conforme nos mostra a figura 5. Por enquanto, é só; aguarde mais uma interessante expansão no próximo número de Elektor. GD/BL

tabela 3 — Estes dados são introduzidos em uma EPROM para atuar como um cartucho utilitário denominado DUMP". Compare os endereços sombreados com os da tabela 2, a fim de constatar o deslocamento de 10hex para cima e as respectivas adaptações nos LSBs.

tabela 3

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
8000	41	42	0	0	0	0	0	0	10	80	0	0	0	0	0	0
8010	0	17	80	A	0	9F	0	26	80	14	0	85	22	73	74	61
8020	72	74	22	3B	41	0	33	80	1E	0	85	22	65	6E	64	22
8030	3B	42	0	43	80	28	0	82	20	43	20	EF	20	41	20	D9
8040	20	42	0	5E	80	32	0	9D	E4	22	5C	20	20	5C	22	3B
8050	FF	9B	28	43	29	3B	3A	9D	22	20	20	22	3B	0	6D	80
8060	3C	0	82	20	44	EF	11	20	D9	20	F	F	0	CB	80	46
8070	0	9D	E4	22	5C	5C	22	3B	FF	9B	28	FF	97	28	43	F1
8080	44	29	29	3B	3A	9D	22	20	22	3B	0	91	80	50	0	83
8090	0	A6	80	5A	0	43	EF	43	F1	F	F	3A	9D	22	20	22
80A0	3A	9D	22	20	22	0	AC	80	64	0	83	0	B2	80	6E	0
80B0	81	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Os motores de passo

Agora que os motores passo a passo já podem ser encontrados no Brasil, convém conhecê-los um pouco melhor. E caso você goste de "mexer" com circuitos de comando, é sua oportunidade de construir um prático servo, sem recorrer à engenharia de controle. O comportamento desses novos motores é previsível a ponto de dispensar os tradicionais elementos de realimentação negativa, cujo objetivo é combater a instabilidade dos servomecanismos.

T. Wijffels

A crescente popularidade dos motores passo a passo, em todo o mundo, não se deve apenas ao barateamento da produção; ela deve ser atribuída também à total adaptação desses dispositivos à lógica digital. Não é de hoje, afinal, que vários periféricos de computador (tais como acionadores de disco e plotadores) ou equipamentos controlados por micros (mesas gráficas e braços de robôs, por exemplo) utilizam esse tipo de motor.

Mesmo assim, muitos hobistas desconhecem as inúmeras possibilidades dessas máquinas, encontrando-se frequentemente na situação oposta à do dr. Frankenstein: a disponibilidade de um cérebro (a UCP), mas sem algo que lhe permita controlar "membros" ou um "corpo" completo. Com o auxílio dos motores de passo, porém, pode-se criar uma interface entre esse cérebro e o movimento mecânico; representam, em suma, a chave para o mundo da robótica.

Motores que giram por etapas

A maioria dos motores gira a uma velocidade relativamente constante, enquanto outros deslocam-se por impulsos ou passos discretos. Os primeiros possuem apenas dois estados de operação (parados ou girando); os de passo exibem três: parados, ativados com rotor travado ou girando em etapas. Este movimento pode ser brusco ou suave, dependendo da freqüência e amplitude dos passos em relação à inércia do motor.

Como todos os motores, os de passo são transdutores eletromecânicos, embora pertençam a uma categoria separada, devido às suas aplicações específicas. De fato, eles respondem de uma forma bem definida — ou seja, a rotação do eixo em um ou vários passos — a certos sinais digitais fornecidos aos seus circuitos eletrônicos de comando.

Assim, os motores passo a passo podem ser usados como um sistema aberto, isto é, sem qualquer realimenta-

servos mais versáteis

tabela 1 — Comparações

motor de passo	*servomotor CC*
controle relativamente complexo	controle simples
dispensa realimentação (laço aberto de controle)	exige realimentação (potenciômetro, codificador, gerador tacométrico, etc.)
má relação potência-volume (motores muito grandes	boa relação potência-volume
robusto, pouco desgaste	maior desgaste, devido ao uso de escovas
boa característica de bloqueio	bloqueio requer freagem adiconal

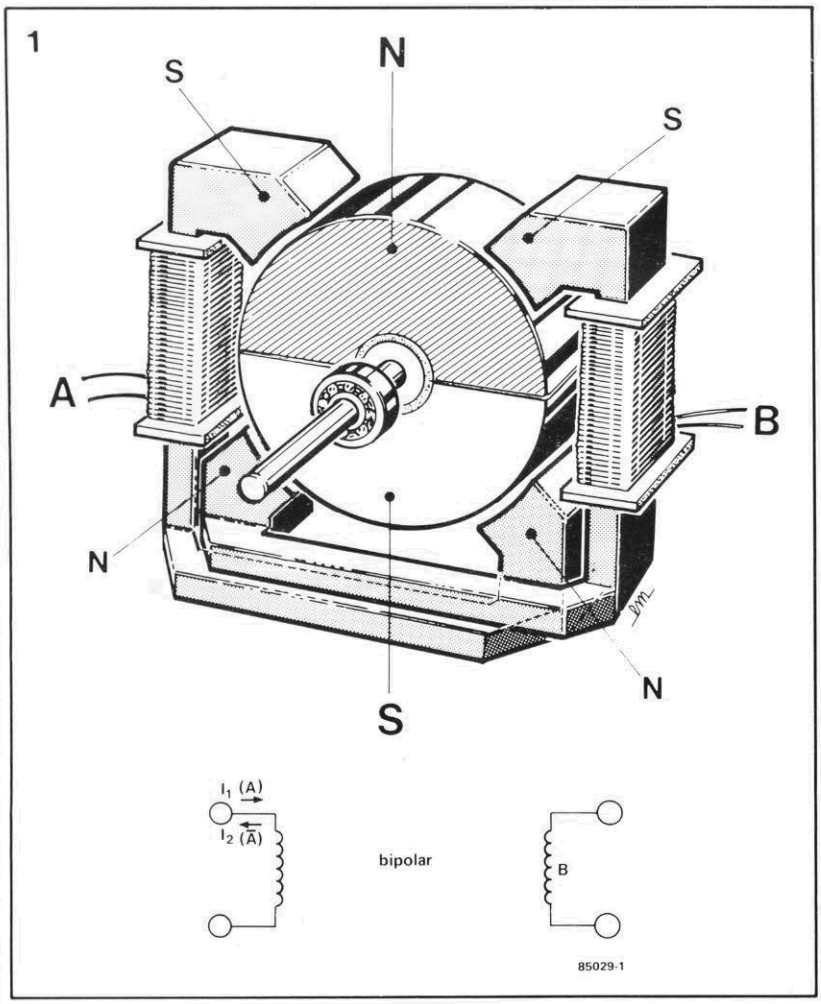


figura 1 — Representação esquemática de um motor passo a passo bifásico, de dois pólos. A polaridade do campo magnético é invertida pela reversão da corrente.

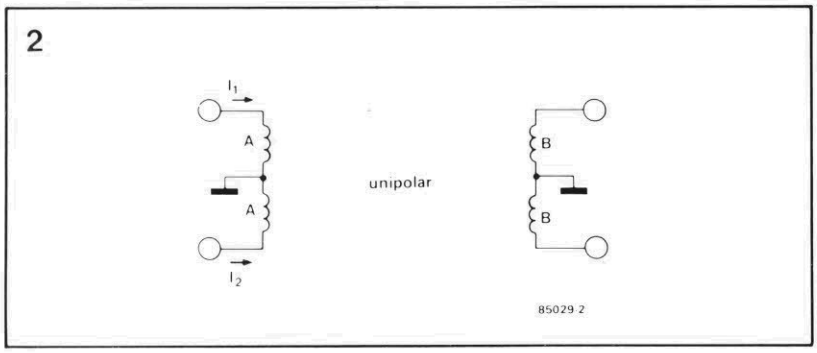


figura 2 — Em um motor de passo unipolar, a inversão do campo magnético é obtida pelo chaveamento entre dois enrolamentos, no mesmo estator.

ção de controle normalmente proporcionada por potenciômetros, codificadores, geradores tacométricos e assim por diante. Evitam, portanto, os problemas comumente encontrados nos sistemas de realimentação, como instabilidade e ultrapassagem (*overshoot*), podendo substituir servomotores CC convencionais. Veja, na tabela 1, uma rápida comparação entre os dois tipos de motor.

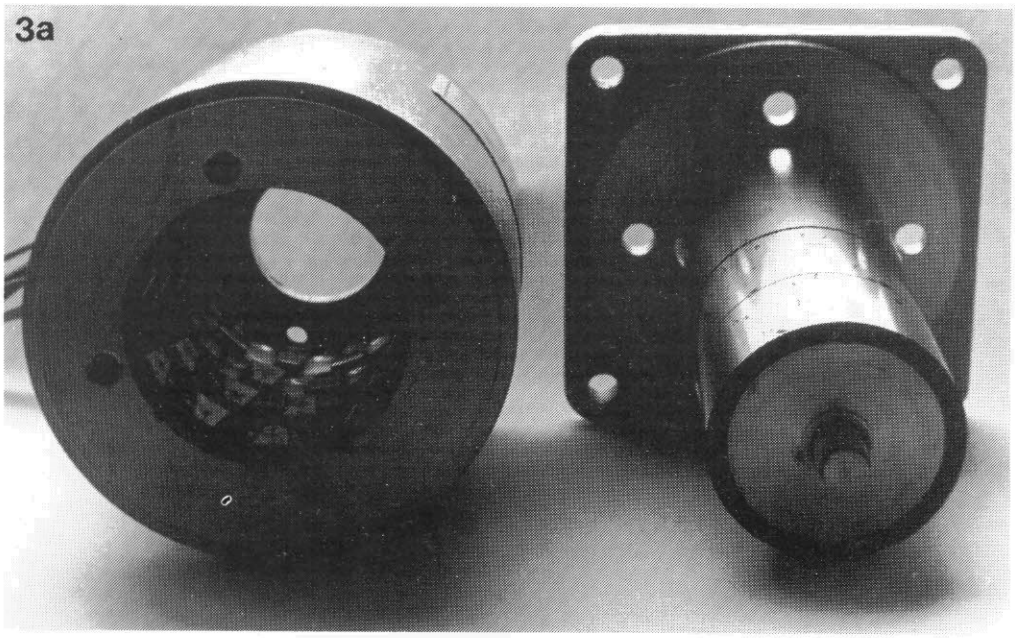
Princípio de operação

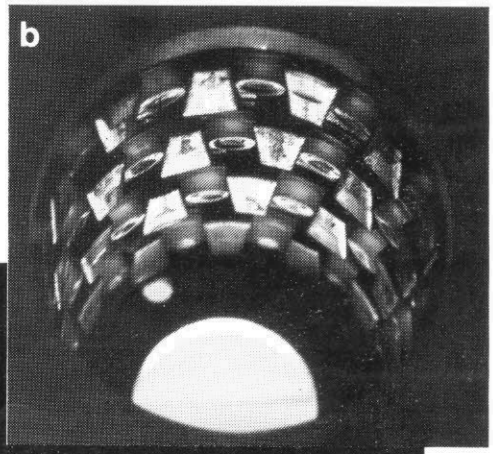
No que se refere ao funcionamento, os motores de passo podem ser comparados aos síncronos: um campo rotativo (nesse caso gerado pela eletrônica de controle) faz girar um rotor magnético. Tais motores foram subdivididos de acordo com a forma em que é gerado o campo rotativo (enrolamento unipolar ou bipolar no estator) e com o material empregado na confecção do rotor (ferro doce ou material permanentemente magnetizado).

O motor de passo bipolar com rotor magnético está representado esquematicamente na figura 1. No momento do arranque, passa corrente pelos dois enrolamentos, o estator é adequadamente magnetizado e o rotor orienta-se de acordo. Caso em seguida, por exemplo, a polaridade da corrente A seja invertida (daí a designação "bipolar"), o campo irá deslocar-se 90° no sentido anti-horário, arrastando consigo o rotor.

A sequência de ativação para uma volta completa de rotor é AB-$\bar{A}$B-$\bar{A}\bar{B}$-A$\bar{B}$-AB — ou seja, quatro passos de 90° cada um. Também é possível cortar a corrente de um enrolamento, antes de inverter a polaridade na fase correspondente; nesse caso, a seqüência seria AB-B-$\bar{A}$B-$\bar{A}$-$\bar{A}\bar{B}$-$\bar{B}$-A$\bar{B}$-A-AB. Nessa operação a meio passo, as etapas são menores, mas o momento é mais irregular e menor (em média), já que durante metade do tempo apenas metade do número de fases está sendo utilizado.

Os motores passo a passo unipolares assemelham-se





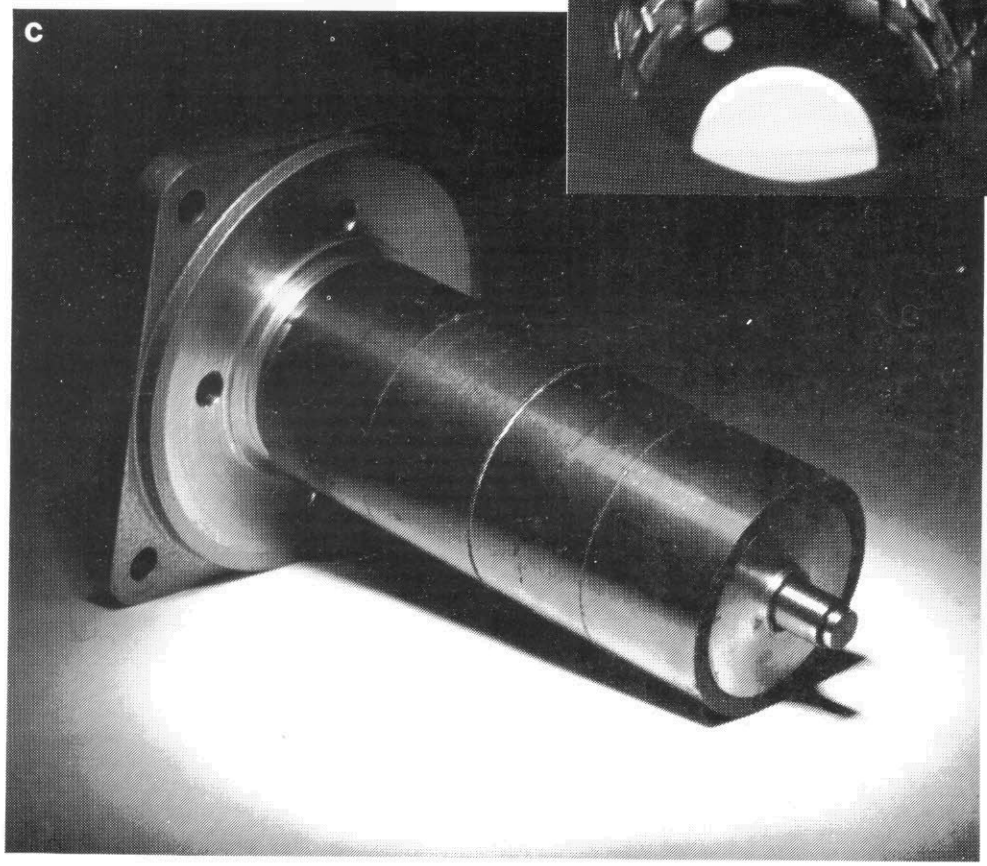


figura 3 — As fotos mostram a confecção de um motor passo a passo de alta resolução. Quatro estatores, alojados na mesma carcaça, são ligeiramente deslocados entre si (parte esquerda da fig. 3a). O rotor (à direita, na mesma figura) também é constituído de quatro partes seqüenciais. As figuras 3b e 3c mostram detalhes de um estator e um rotor múltiplos, respectivamente.

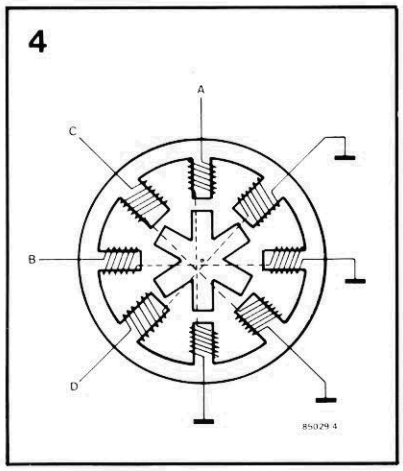


figura 4 — Um motor de passo com núcleo de ferro doce: é o mesmo princípio básico do motor com um **clock** de 50 Hz.

aos bipolares, mas são enrolados de modo diferente. Neles, cada fase consiste de um enrolamento com derivação central ou mesmo de dois enrolamentos separados, de forma que o campo magnético possa ser invertido sem a necessidade de inverter o sentido da corrente. Como em geral essas bobinas são alojadas na mesma carcaça utilizada para os motores bipolares, é evidente que devem empregar menos espiras ou fio de menor bitola — o que significa, em ambos os casos, menos ampères-voltas e, portanto, um campo magnético mais fraco. Assim sendo, os motores unipolares desenvolvem momentos inferiores aos dos bipolares com as mesmas dimensões.

Costuma-se exigir ainda, dos motores de passo, uma resolução elevada, isto é, muitos passos por volta. As máquinas com essa característica são construídas com rotores e estatores múltiplos, com as fases separadas uma atrás da outra e ligeiramente deslocadas entre si — conforme ilustram as fotos da figura 3.

A máxima frequência de operação é limitada pelo rotor magnetizado, que induz uma tensão no estator. Desse modo, motores com velocidades relativamente elevadas usam, normalmente, rotores de ferro doce, unipolares e com menos pólos que o estator (veja a figura 4). Os enrolamentos são ligados em sequência, às vezes em grupos.

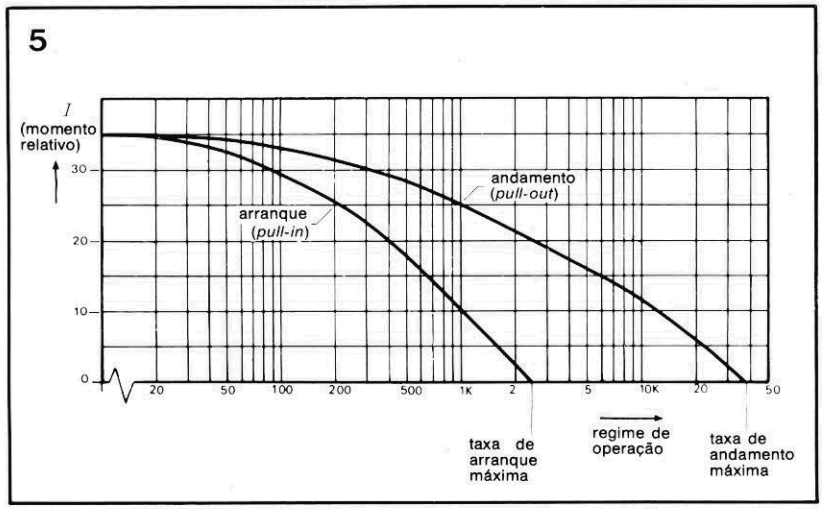


figura 5 — Curva momento x freqüência (ou ritmo do passo).

Terminologia

Antes de abordar qualquer consideração prática sobre os motores de passo, queremos que você esteja familiarizado com algumas características desses dispositivos. A tabela 2 reúne as informações mais importantes, divididas em parâmetros mecânicos e elétricos.

A escolha de um motor passo a passo recai, em primeiro lugar, sobre os requisitos mecânicos; as características elétricas, por sua vez, determinam o projeto da ele-

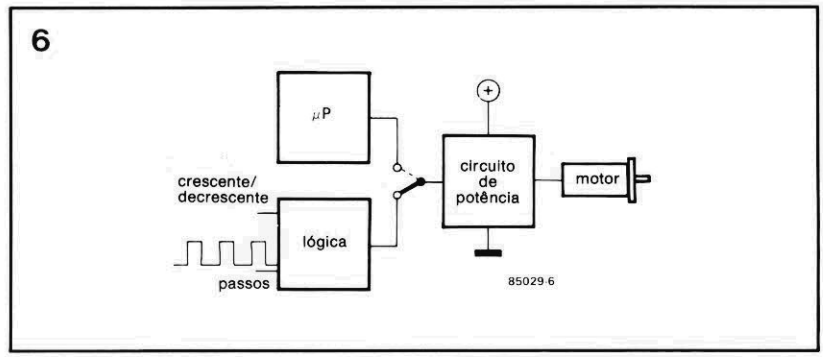


figura 6 — Diagrama de blocos de motor passo a passo e seus circuitos eletrônicos de controle.

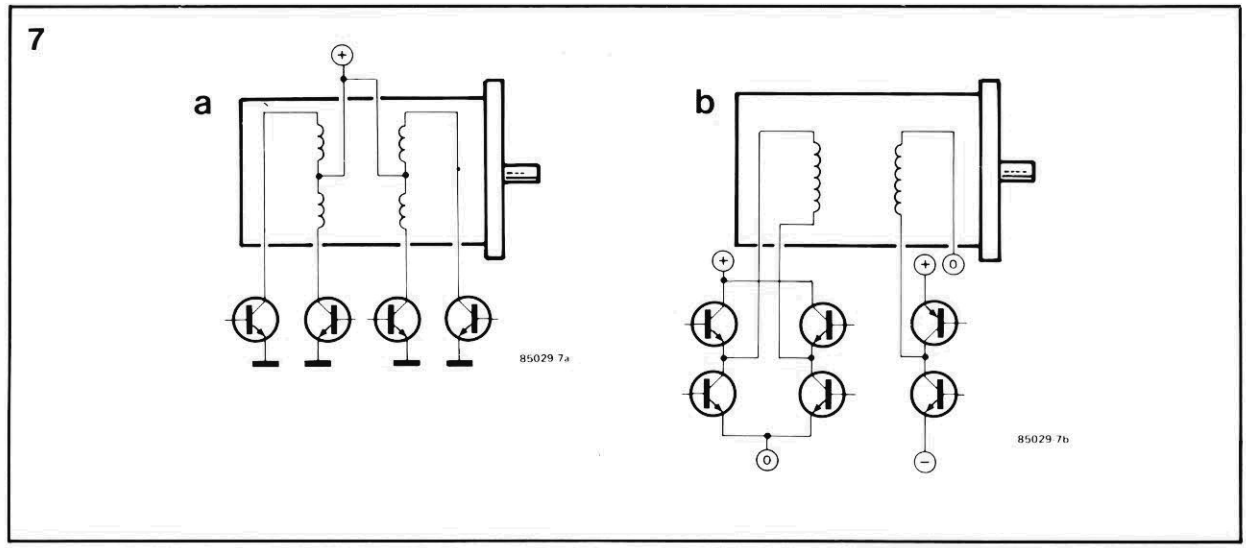


figura 7 — Possíveis estágios excitadores para motores de um e dois pólos.

trônica de controle. Parâmetro de grande importância, a taxa de arranque é a máxima aceleração permitida de operação, intimamente relacionada com o momento de inércia do rotor. Na prática, deve-se ter sempre em mente que o momento de inércia aumenta com a inércia das partes girantes acopladas ao motor — reduzindo, portanto, a taxa de arranque.

A figura 5 mostra o comportamento típico do momento em relação à frequência, onde à medida em que esta aumenta, o momento cai e vice-versa. Isto porque em altas frequências a corrente média do estator é menor (reduzindo também o campo magnético do estator) — fenômeno inevitável, devido ao caráter indutivo dos enrolamentos do mesmo. A corrente do estator não pode, portanto, ser chaveada com muita velocidade.

Tem-se, normalmente, duas curvas momento x frequência, sendo uma de arranque e outra de andamento. A curva de arranque deve ser adotada sempre que os circuitos eletrônicos do motor forem acionados a uma frequência fixa; nesse caso, a aceleração é alterada por passos e parte do momento é então reservado para acelerar o motor. Essa curva só é válida para cargas reais (ou seja, de fricção) impostas ao eixo; se a própria carga apresentar inércia, uma parte da força aceleradora deverá ser usada para vencê-la.

A curva de andamento é aplicada no caso de acelerações e desacelerações suaves. Obtém-se com ela momentos maiores, mas às custas de uma eletrônica mais complexa no controle.

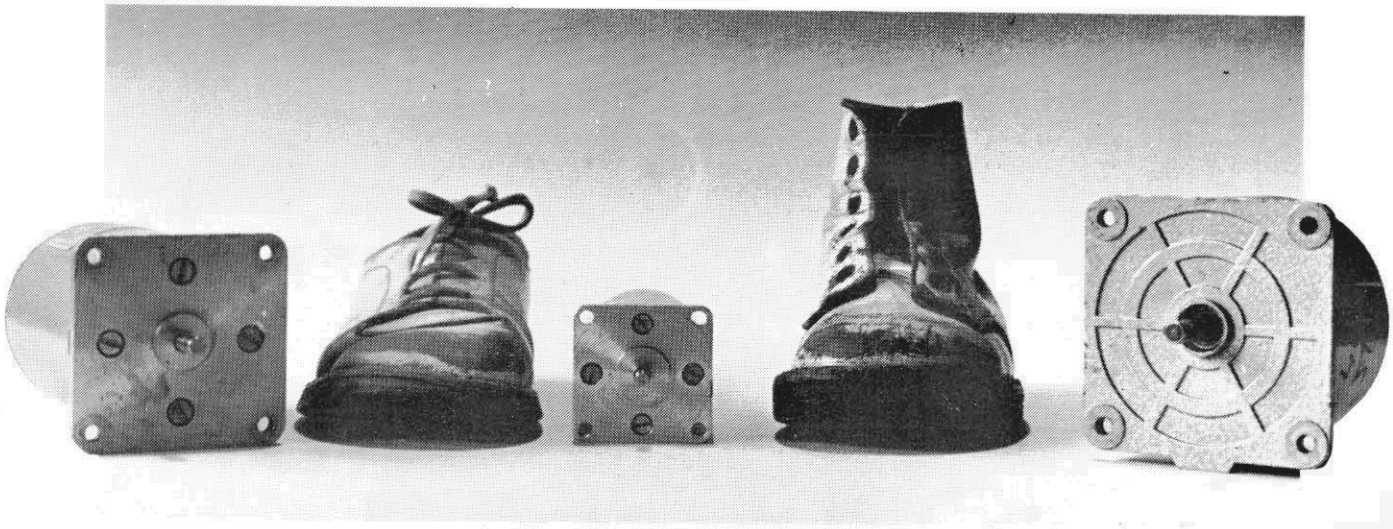
tabela 2 — Parâmetros

parâmetros	*definição*
mecânicos	
passo angular	rotação do eixo durante um passo, isto é, 360° ÷ número de passos por rotação
momento de freagem (torque de bloqueio)	momento máximo com o rotor bloqueado, sem a perda de passos
momento (torque)	efeito rotativo de uma força, medido a partir do produto da mesma pela distância perpendicular até o ponto em que ela atua, partindo de sua linha de ação
taxa de arranque (*pull-in rate*)	freqüência de arranque, sem a perda de passos
taxa de andamento (*pull-out rate*)	regime de operação atingido após uma aceleração suave
momento de inércia (símbolo: I)	medida da resistência mecânica oferecida por um corpo à aceleração angular
elétricos	
auto-indutância unipolar e bipolar (símbolo: L)	determina a magnitude da corrente média em regimes pesados de operação, de acordo com o tipo de enrolamento do estator: relaciona o fluxo magnético com as correntes que o produzem
resistência ôhmica (símbolo: R)	determina a magnitude da corrente de estator com o rotor parado
corrente máxima do estator	determinada pela bitola do fio empregado nos enrolamentos

Circuitos de controle

O uso de motores passo a passo torna-se um tanto complicado pela necessidade de uma fonte de alimentação "inteligente", que produza o campo rotativo. A concepção do circuito, no entanto, não deverá causar problemas aos montadores com alguma experiência em projeto. Para começar, a figura 6 mostra o esquema básico de um circuito excitador para motores de passo, sob a forma de um diagrama de blocos.

A configuração do excitador de potência vai depender



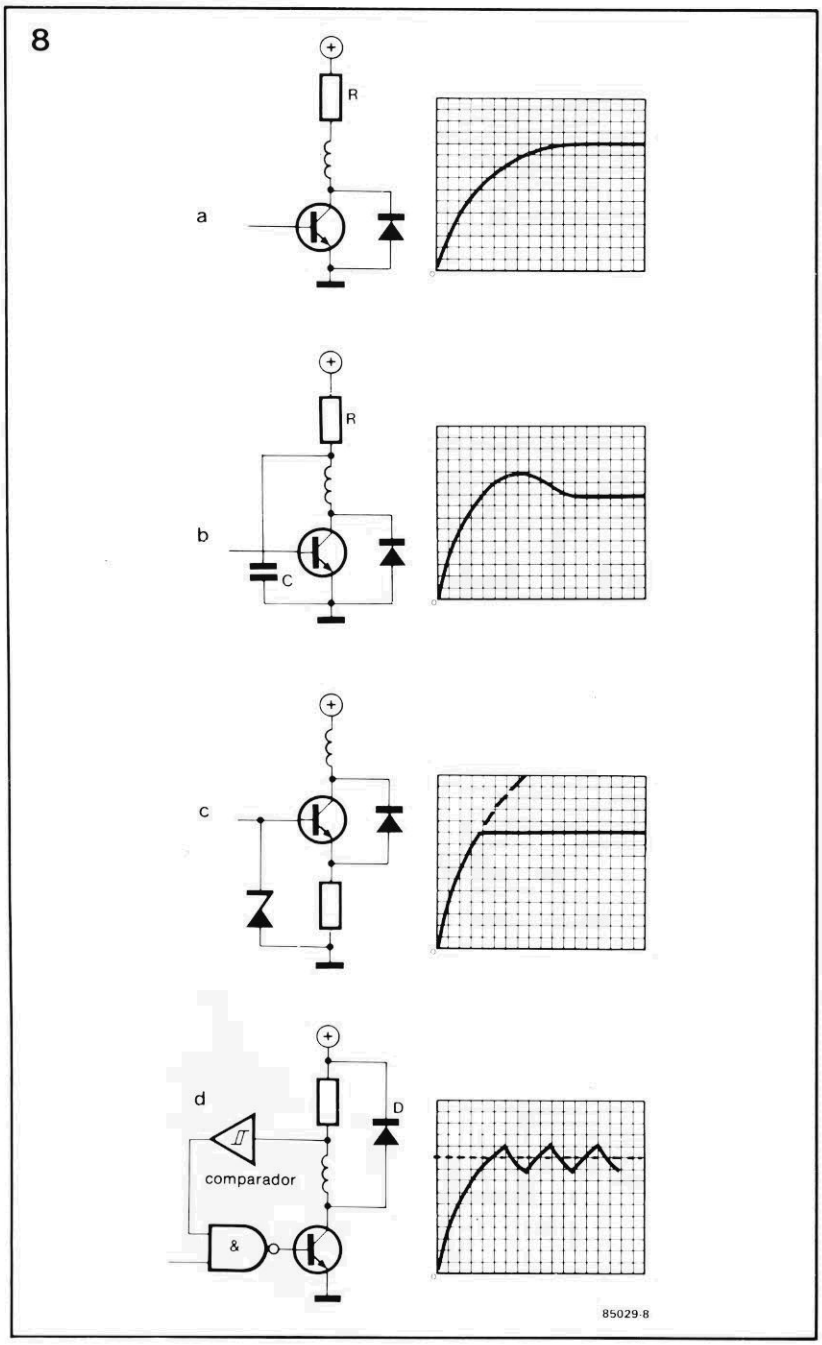


figura 8 — A drenagem de corrente eleva o momento do motor nos ritmos de operação mais altos.

do tipo de motor (unipolar ou bipolar) e do número de fases a serem controladas. Uma opção possível para motores unipolares pode ser vista na figura 7a — bastante simples, já que pede apenas um transistor para cada enrolamento (principal motivo de sua popularidade).

Os bipolares, por sua vez, precisam ser controlados através de pontes, ou seja, quatro transistores por enrolamento, como se vê na figura 7b, à esquerda. É também possível utilizar somente dois transistores em cada enrolamento, desde que seja empregada uma fonte simétrica (fig. 7b, à direita).

Como já mencionamos, a corrente média do estator tende a cair com o aumento da freqüência, simplesmente porque a corrente, ao fluir por um indutor, exige algum tempo para atingir o valor nominal; assim, quanto maior a freqüência, mais importante será esse tempo. Pode-se, todavia, melhorar um pouco a situação empregando corrente no lugar do controle por tensão.

Na figura 8 podemos ver uma série de circuitos concebidos para elevar a corrente média de estator. Vejamos cada um deles separadamente.

* Na fig. 8a, um resistor em série reduz a constante de tempo de comutação, tornando a carga menos indutiva. Vai dissipar, porém, parte da potência disponível.

* Na fig. 8b foi representada uma versão mais eficiente, a chamada "compensação RC". Ela produz oscilações amortecidas, mantendo o fator de amortecimento no mínimo possível. Os valores de R e C devem ser especificados pelo fabricante do motor.

* O uso do transistor como fonte de corrente é o que sugere a fig. 8c. Desde que a tensão de alimentação seja suficientemente elevada, o circuito permite obter curvas de comutação bastante abruptas. Observe, no entanto, que uma vez nivelada a corrente, o transistor sai da saturação, dissipando mais potência e exigindo mais resfriamento.

* Uma fonte de corrente aperfeiçoada pode ser vista na fig. 8d. Assim que a corrente atinge um certo valor, o comparador corta o transistor e o campo magnético diminui gradualmente, através do diodo; quando a corrente cai abaixo de um valor predeterminado, o comparador volta a acionar o transistor. Nessa configuração, o transistor tem um consumo bem inferior ao da fig. 8c.

Caso você pretenda comandar o motor passo a passo por computador, os estágios excitadores poderão ser acoplados diretamente a um dos conectores de saída, deixando para o *software* (implementado por você, é claro) a tarefa de estabelecer os movimentos do motor — ou seja, no sentido horário ou anti-horário, em passos inteiros ou meio passo. Além disso, variando os intervalos de tempo entre os passos, você poderá obter uma precisa regulação de velocidade. Pela contagem do número de passos, enfim, será possível seguir continuamente a posição do objeto acionado pelo motor.

É óbvio que a seqüência de comutação dos estágios excitadores também pode ser implementada através de circuitos lógicos discretos. Assim, o controle dos transistores de saída por meio de um biestá-

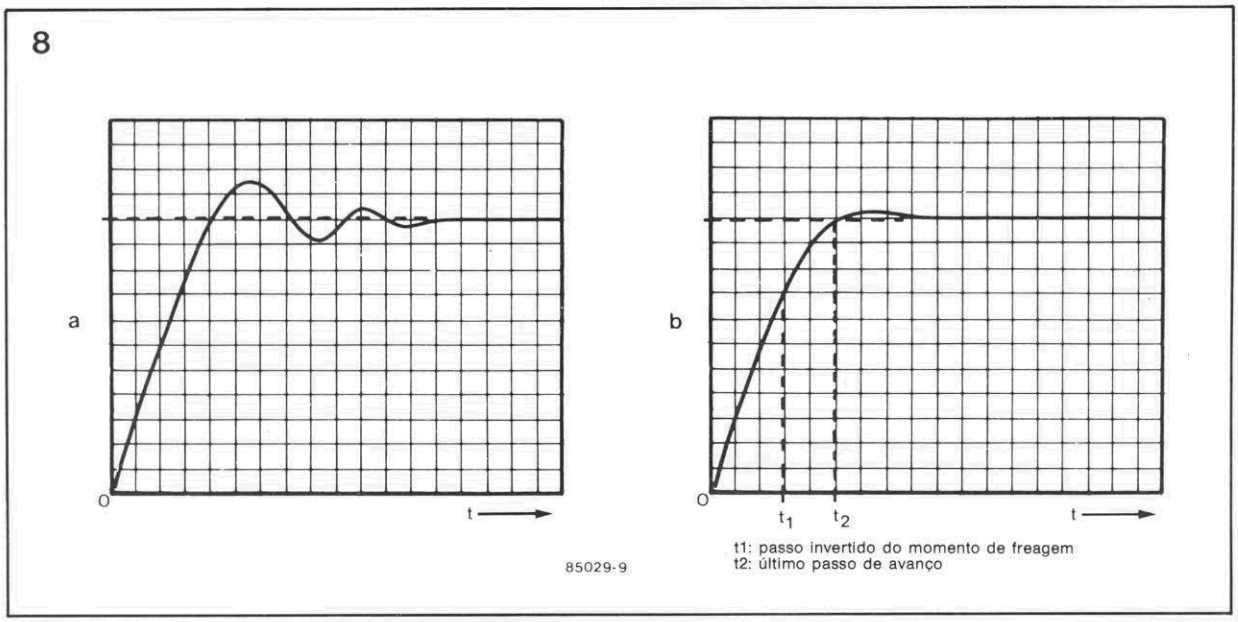


figura 9 — A ultrapassagem (ou overshoot, em "a"), que é a oscilação amortecida de um motor ao redor de sua nova posição, pode ser minimizada pela inversão do campo no momento exato (b).

vel R-S, por exemplo, ajuda a evitar situações proibidas, tal como a condução simultânea de todos os transistores de uma ponte. Algumas portas mais podem ser usadas para armar e rearmar o biestável, além de determinar o sentido do rotação. O controle da velocidade instantânea é normalmente feito pelo ritmo de impulsos (o número de pulsos é uma medida de deslocamento).

Existem, no mercado europeu e americano, alguns CIs específicos para o comando de motores de passo, tais como o SAA 1027, o par L297/L298, o TL 376 e a série ULN 2002...2005, para citar apenas alguns.

Dicas práticas

O uso de motores passo a passo exige o respeito a algumas regras básicas. É preciso levar em conta, antes de mais nada, o caráter indutivo do estator — cuja corrente, ao ser chaveada, gera uma tensão indutiva segundo a fórmula $U = Ldi/dt$, que chega a ser elevada o suficiente para destruir a eletrônica de controle.

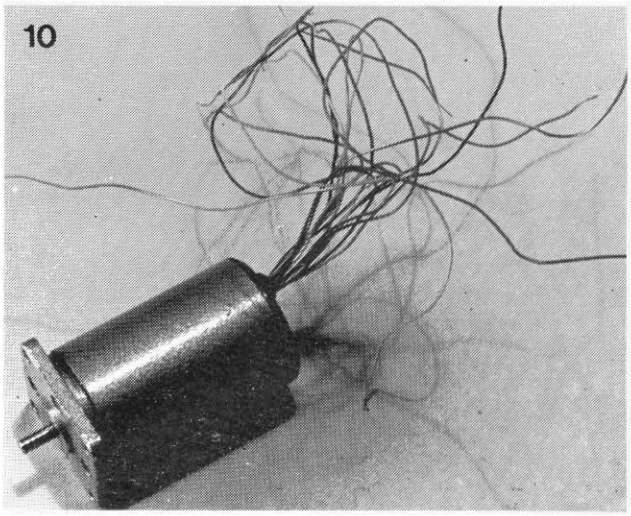
Isso pode ser evitado pela utilização de diodos de proteção, nos enrolamentos unipolares, e varistores ou diodos zener ligados em anti-série, no caso dos bipolares.

Outra dificuldade corriqueira é a resposta do motor a um único passo, já que o rotor fica sujeito ao fenômeno da ultrapassagem (ou *over shoot*), devido ao baixo amortecimento desses dispositivos (veja figura 9a). Efeito particularmente incômodo em baixas velocidades de operação, impede que os motores de passo transfiram potência através de engrenagens, pois o desgaste poderia quebrar rapidamente os dentes das mesmas. As correias de transmissão dentadas são preferíveis, nesse caso, devido à sua flexibilidade; apesar disso, o melhor mesmo é optar pela transmissão direta, sempre que possível.

Existem, obviamente, formas de melhorar o amortecimento do motor — o que pode ser feito mecanicamente, pelo acréscimo de torque de fricção (gastando uma parcela a mais de energia), ou eletricamente, revertendo o motor imediatamente antes de atingir sua nova posição, seguido por um novo acionamento direto, uma fração de segundo depois (veja a figura 9b). A maior dor de cabeça, aqui, será a temporização das operações.

A precisão dos passos, por fim, depende da exatidão com que os estatores estão posicionados entre si (veja, novamente, a fig. 3). Sorte que os desvios não são cumulativos, pois assim que um número de passos iguala-se ao número de fases seqüenciais, eles se cancelam mutuamente. Caso você queira posicionar algo com muita precisão, por meio de motores passo a passo, deve tentar fazer com que o número de passos, entre o ponto de referência e a posição desejada, seja proporcional (segundo um número inteiro) à quantidade de estatores. ◀

figura 10 — Externamente, um motor passo a passo pode ser distinguido de um motor convencional pela grande quantidade de fios (entre 4 e 16).



1ª parte pré-amplificador + controle remoto

T. Meyrick

Os circuitos descritos neste artigo oferecem um excelente desempenho aliado a um baixo custo. O amplificador de comando (reunindo os potenciômetros de volume, graves, agudos, balanço e "sensação" estéreo) pode ser usado como uma pequena unidade de controle remoto, acoplado ao pré através de um cabo blindado com 4 núcleos. Além disso, o projeto é totalmente compatível com o **Equin**, amplificador de potência descrito nesta mesma edição.

Tabela 1

Características

— baixo custo
— controle à distância de volume, tonalidade, balanço e imagem estereofônica
— elevado desempenho
— casamento previsto com qualquer fonte de sinal
— componentes corriqueiros

Ficha técnica

— distorção: 0,03% (típica)
0,07% (máxima)
— relação sinal/ruído:
entradas lineares > 100 dB
entrada fono > 95 dB
— sensibilidade:
ajustada separadamente para cada entrada, de 1,25 a 1500 mV
— impedância de entrada:
entrada fono: 47 k
outras entradas, dependendo da sensibilidade escolhida: 50...150 k
— nível de saída:
nominal — 400 mV
(distorção de 0,03%)
máximo — 1 V
(distorção de 0,1%)
— controles de tonalidade:
graves — ±12,5 dB a 63 Hz
agudos — ±10 dB a 12,5 kHz

O controle remoto está se tornando, mais do que nunca, uma necessidade, seja por sua utilidade ou simplesmente como um símbolo adicional de *status*. Em muitos brinquedos, televisores e videocassetes ele já é parte essencial do equipamento, em modelos com e sem fio. Apesar de não haver registro de sua utilização em sistemas de áudio, no Brasil, nessa área ele poderia ser considerado como um dos acessórios mais úteis, pelo fato de permitir o ajuste de volume, tonalidade e balanço a partir do local exato de audição.

O Preco veio suprir essa lacuna exibindo, além de um desempenho irrepreensível, um controle remoto prático e relativamente barato, utilizando um cabo de 4 núcleos e uma blindagem, facilmente encontrado no comércio especializado. Essa inovação implicou em um projeto pouco convencional, como se pode ver pelo diagrama de blocos da figura 2.

Nos circuitos tradicionais (figura 1), o seletor de entradas está normalmente localizado no início do amplificador de controle (B). Nesse caso, uma das entradas selecionáveis é a do pré fonográfico (A), que eleva o nível entregue por cápsulas magnéticas e proporciona a equalização RIAA. O seletor é seguido por um controle de volume e um estágio adaptador, para excitar os controles de tonalidade.

No projeto aqui sugerido, a distribuição de alimentação para o amplificador de con-

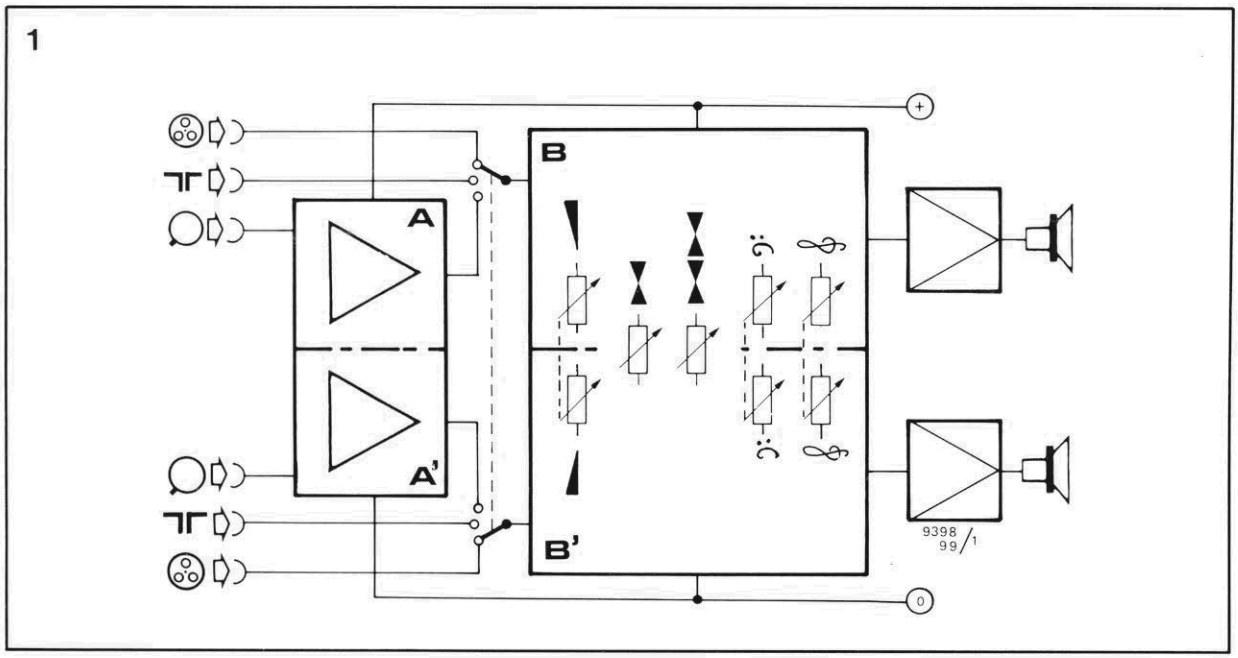


figura 1 — Diagrama de blocos de um sistema convencional de pré + controle. O pré-amplificador, no caso, só aceita cápsulas magnéticas.

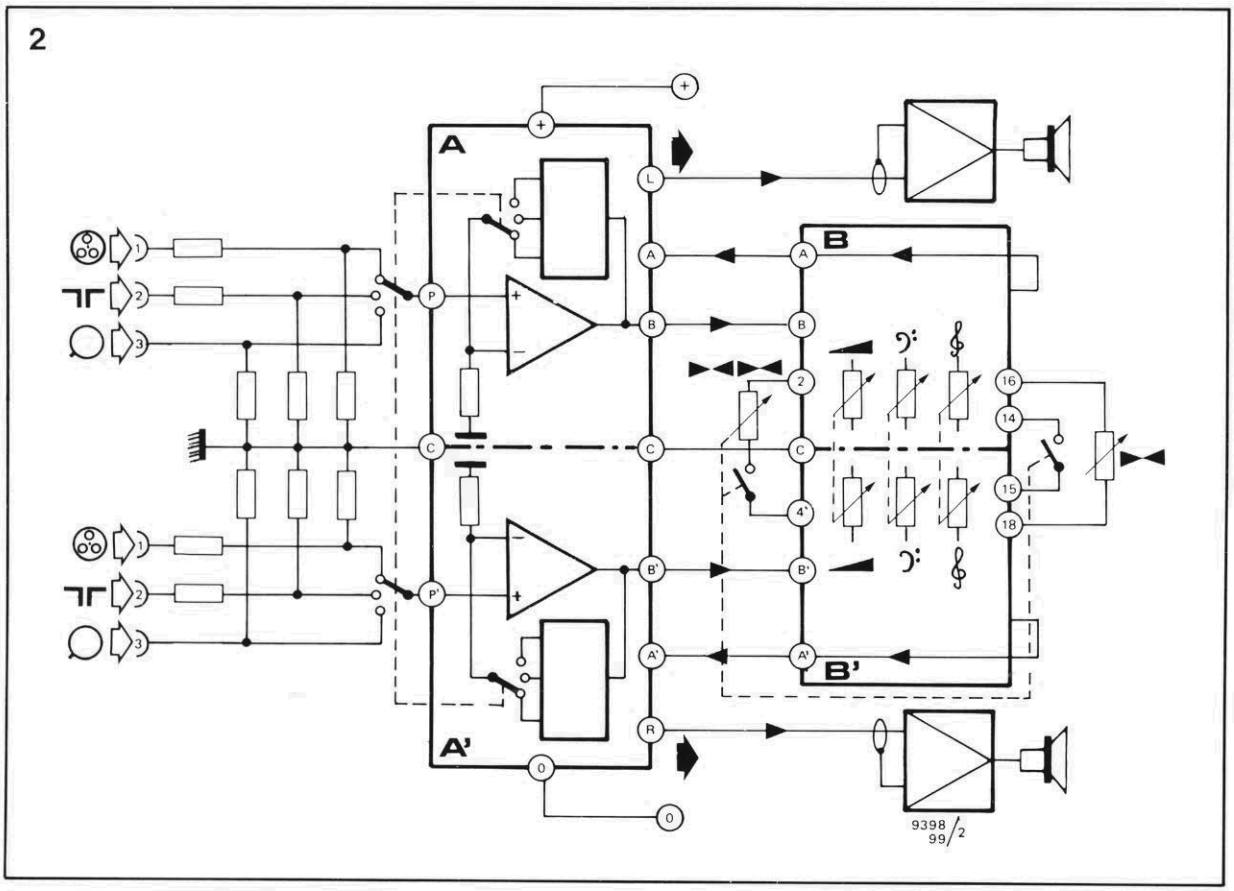
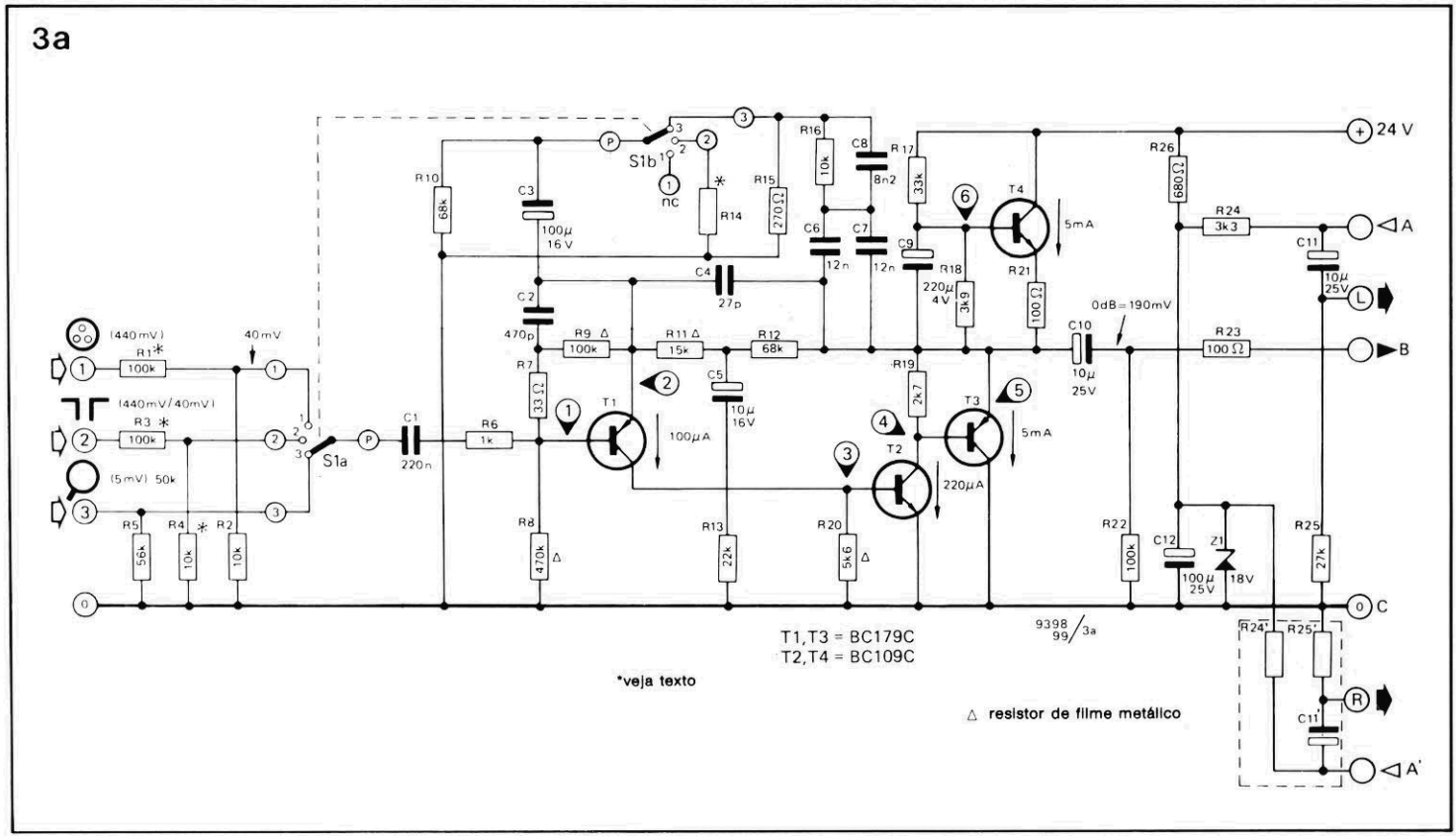


figura 2 — Diagrama de blocos do Preco. Todas as entradas levam os sinais ao pré através de atenuadores (A); o amplificador de controle (B) é ligado ao pré por intermédio de um cabo blindado com 4 núcleos.

trole ficou um tanto complexa — e ficaria ainda mais, se o estágio adaptador tivesse sido incluído entre os controles de volume e tonalidade. Como solução alternativa, adotou-se um potenciômetro de volume de valor baixo, para que pudesse ser ligado diretamente ao controle de tom, e deslocou-se o circuito adaptador para a entrada do controle de volume; ele pôde, assim, ser combinado com o pré-amplificador e alimentado pela forma convencional. Essa implementação apresenta também uma vantagem a mais: o longo cabo de ligação recebe sinais de uma fonte de baixa impedância.

A partir daí, porém, o projeto começa a se desviar drasticamente do modelo tradicional. Voltando ao diagrama de blocos da figura 2, como o pré e o adaptador foram combinados no mesmo estágio (A), todos os sinais de entrada devem ser aplicados a essa combinação — fazendo com que o seletor de entrada preceda o pré, a fim de que ele possa trabalhar tanto com sinais de alto como baixo nível.

A complexidade adicional gerada por esse fato — mais comutação dentro do laço de



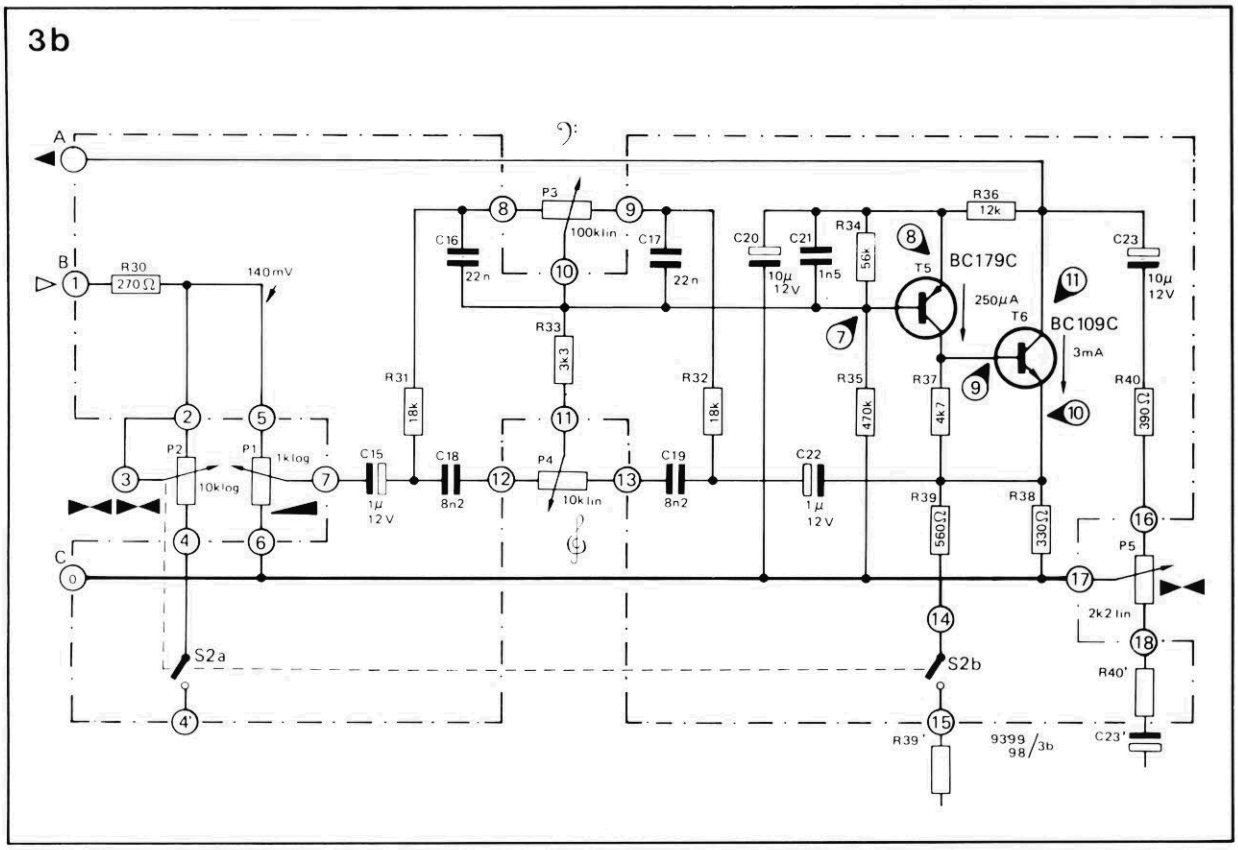


figura 3 — Diagrama esquemático completo do Preco, mostrando apenas um dos canais. O pré-amplificador (fig. 3a) está sendo descrito neste artigo; o amplificador de controle (fig. 3b) será visto na 2ª parte.

realimentação — foi convertida em outra vantagem: o circuito pode ser "casado" perfeitamente com qualquer fonte de sinal, selecionando-se adequadamente certos resistores fixos e/ou redes de equalização. Obtém-se, desse modo, uma excelente relação sinal/ruído e uma boa margem de sobrecarga.

O próximo ponto a considerar é a ligação real com a unidade de controle remoto (B). Pelo fato de ser totalmente alojado em uma unidade remota, o amplificador de controle requer dois fios blindados para a entrada, dois para a saída e dois condutores comuns para a ali-

mentação. Mediante certos cuidados no projeto, a blindagem de um único cabo pode ser aproveitada para o terra da fonte — cabo que deve ter, portanto, nada menos que cinco núcleos. Entretanto, como é bem mais fácil encontrar o cabo de 4 núcleos + blindagem, imaginou-se uma forma de eliminar um dos condutores, através de uma fonte de alimentação "fantasma".

Adiantando uma explicação que será vista a fundo na próxima edição, resolveu-se o problema montando os resistores de coletor e os capacitores de acoplamento pertencentes ao estágio final do controle na placa do pré-amplificador. Isto significa que o positivo da alimentação e a saída "viva" do amplificador de controle puderam usar o mesmo condutor, dispensando um dos núcleos do cabo.

A descrição feita até agora talvez tenha deixado a impressão de que o circuito proposto é complexo e sofisticado (leia-se "crítico" e "caro"); a figura 3 desfaz essa impressão, mostrando que foram empregados apenas seis transistores por canal, em todo o sistema (pré + controle).

Mas aí surge uma suspeita: um circuito de áudio complicado com poucos componentes, deve ter sido sacrificado por uma série de compromissos, que comprometem seu desempenho. Julgue você mesmo, consultando as especificações fornecidas na tabela 1; de fato, o sistema é tão bom, que chega a ser uma excelente opção mesmo para quem não se interesse pelo recurso do controle remoto. Nada impede que o Preco seja usado como um sistema convencional, instalando-se as duas placas no mesmo gabinete.

O pré-amplificador

Os requisitos básicos de projeto para o pré-amplificador já foram mencionados há pouco. Recapitulando, em poucas palavras, todos os sinais de entrada devem ser aplicados a esse estágio, o qual pode ser "casado" com várias fontes de sinal mediante atenuadores fixos de entrada e comutação adicional no laço de realimentação; além disso, deve exibir uma saída de baixa impedância, para excitar convenietemente o extenso cabo e os controles de tonalidade.

Está claro que o circuito vai exigir algo mais, além dos poucos transistores — ou seja, um bom ganho em malha aberta, mesmo quando ligado a cargas de baixa impedância, e capacidade para suprir a corrente exigida por essas cargas. Ademais, é preciso dispor de um estágio de saída robusto.

A figura 3a mostra o circuitoi do pré, onde R1...R5 são os atenuadores de entrada, seguidos pela chave seletora de entradas (S1a). O transistor de entrada (T1) é do tipo PNP, polarizado para exibir uma corrente de coletor bastante baixa (cerca de 100 μA), evitando assim ruídos excessivos de baixa freqüência (1/f) e proporcionando uma elevada relação sinal/ruído.

A tensão sobre R7 e R9 é a tensão base-emissor de T1, que gira em torno de 550 mV. Como a corrente que passa por esses resistores é praticamente idêntica à que flui por R8, a queda global de tensão sobre R9, R7 e R8 também é fixa (3 V, aproximadamente).

A corrente de coletor desse primeiro transistor é estabelecida pelo valor assumido por R20, já que a tensão sobre esse resistor também deve ser de 550 mV. O valor adotado de 5,6 k determina a corrente de 100 μA no coletor, que passa pelo trajeto de realimentação CC (R11 e R12) e provoca uma queda de 8,5 V nesses resistores. Isto significa que a tensão CC na saída (emissor de T3) foi fixada em aproximadamente 3 + 8,5 = 11,5 V, um valor relativamente independente das variações sofridas pela fonte.

O estágio de saída "robusto" é constituído pelos transistores T2, T3 e T4, dos quais os dois primeiros podem ser considerados como um "supertransistor" e o último, como um indutor simulado (ou *gyrator*, em inglês), que fornece a corrente contínua de coletor — fazendo com que a corrente CA fique totalmente disponível para excitar a carga e o laço de realimentação.

O "supertransistor" apresenta um ou dois problemas de pequena monta. Sua transcondutância (razão entre a corrente de saída e a tensão de entrada), por exemplo, é enorme — razão porque com qualquer carga razoável ele iria produzir um elevadíssimo ganho de tensão (da ordem de milhares de vezes). A realimentação interna, portanto, não pode ser negligenciada: a impedância de entrada foi drasticamente reduzida e o efeito Miller, causado pela capacitância coletor-base de T2, vai provocar uma queda prematura em malha aberta. Nenhum desses problemas chega a ter conseqüências sérias, porém, desde que estejamos conscientes de sua existência.

Uma fonte de corrente poderia ter sido usada como carga de coletor para o supertansistor — função parcialmente exercida por T4, R17, R18 e R21, fornecendo uma corrente de 5 mA. No entanto, o acréscimo de C9 deu a esse estágio o comportamento semelhante ao de um indutor, tornando o pré quase insensível à ondulação produzida pela fonte de alimentação. Além disso, toda vez que o circuito é ligado, entra em operação lentamente, sem produzir transientes indesejáveis.

Os componentes R22... R26, C12 e Z1 fazem parte do amplificador de controle e serão analisdos na segunda parte desta matéria. Os componentes restantes (R10...R16, C3...C7 e S1b) implementam o laço de realimentação.

Casamento com os sinais

Vamos considerar mais detidamente, agora, o processo de adaptação do pré-amplificador a qualquer fonte de sinais, por meio do atenuador de entrada e uma chave a mais na malha de realimentação. Na posição "1" do seletor de entrada, apenas a rede realimentadora básica está inserida no circuito, composta por duas seções distintas: R11, R12, R13, C4 e C5 de um lado e R10 com C3 do outro.

Uma simples conversão estrela-triângulo da primeira seção demonstra que ela é equivalente a um resistor de 130 k, situado entre os emissores de T1 e T3 e acoplado a um resistor adicional de 42 k, que fornece o terra. Desprezando, por enquanto, a influência dos capacitores (inclusive C3), o resistor R10 resulta ligado em paralelo com o resistor simulado de 42 k, fornecendo uma resistência total de 68k//42k = 26 k e um ganho básico em torno de 6.

Esse ganho é suficiente para evitar a sobrecarga em modo comum do primeiro transistor, que exibe então uma sensibilidade de entrada de 30 a 40 mV. Os sinais de nível elevado são tratados através de atenuadores adequados; os valores sugeridos (R1=100 k, R2=10 k) proporcionam uma sensibilidade de 400 mV, aproximadamente. O capacitor C2, juntamente com R7 e R9, oferece um "desvio" para altas freqüências e uma queda brusca no ganho em malha aberta; C4 provoca uma queda adicional.

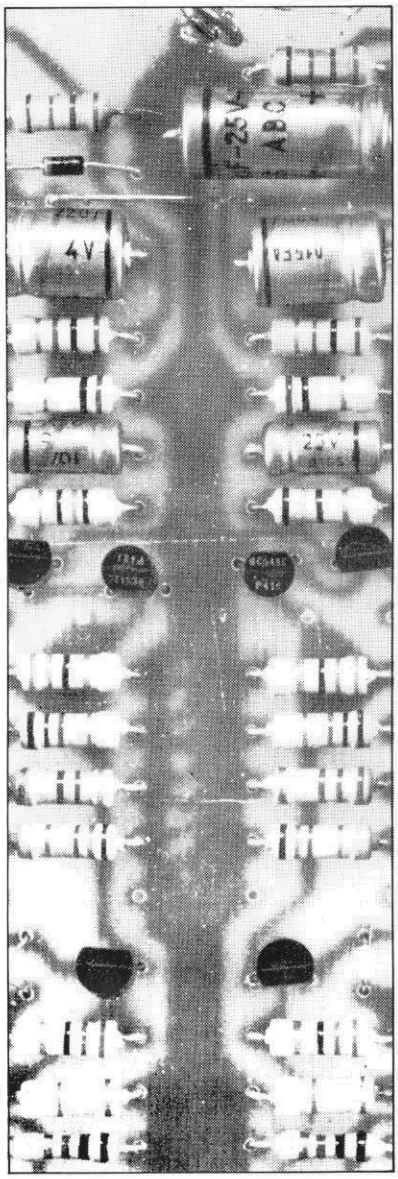
Uma entrada "plana" de alta sensibilidade (para microfones, por exemplo) é obtida omitindo-se o atenuador de entrada e elevando o ganho em malha fechada. A título de exemplo, considere a seletor de entrada na posição "2", mas com R3 substituído por uma ponte e R4 assumindo o valor de 3,3 k (para garantir uma baixa impedância de entrada). O resistor R14, além disso, é inserido no circuito através de S1b; se for selecionado o valor de 3,3 k também para esse resistor, o ganho será estabelecido pelos resistores simulados de 130 k e 42 k, este em paralelo com R10 e o próprio R14 (resultando em 2,9 k, aproximadamente). O ganho assume então um valor de 45, proporcionando uma sensibilidade entre 4 e 5 mV.

Observe, contudo, que se R14 assumir valores baixos demais (abaixo de 330 ohms), a alta sensibilidade será acompanhada por um ruído já perfeitamente audível. Seria melhor, nesse caso, adotar um transformador para microfones.

A 3ª posição do seletor destina-se às cápsulas magnéticas, onde R5 é empregado para estabelecer a impedância de entrada correta. A malha de realimentação agora inclui R15, R16, C6, C7 e C8. Esses componentes fornecem duas das três constantes de tempo de equalização; a terceira é determinada por essa mesma rede, em conjunto com R11, R12 e R13.

O resistor R15 impõe a sensibilidade dessa entrada, que é de 5 mV para o valor sugerido (270 ohms), adequada à maioria das cápsulas de nível elevado de saída. Um valor mais baixo em R15 (68 ohms, no mínimo) fornece uma sensibilidade de 1,25 mV, enquanto que um valor maior (até 470 ohms) resulta em 9 mV.

Aplicando os mesmos princípios, será possível proporcionar a equalização correta para a reprodução de fita magnética. Essa parte, porém, foi deixada a cargo do montador.



A segunda e última parte deste artigo irá abordar o amplificador de controle, as placas de circuito impresso, montagem e detalhes pormenorizados de interligação. ◀

O avanço da eletrônica e a miniaturização crescente dos circuitos vai nos levar a uma convivência cada vez maior com rádios, relógios, calculadoras e TVs alimentados a pilha.
Mesmo utilizadas de forma correta, as pilhas não dão margem a previsões de vida útil, além de ser impossível estimar sua reserva de energia com um simples voltímetro. Um avaliador de pilhas, simples e barato, é a solução do problema.

Avaliador de pilhas e baterias

para todas as pilhas comuns e alcalinas

Quanto maior o número de aparelhos a pilha utilizados, tanto mais difícil lembrar o estado das várias pilhas e baterias em uso. Não mais que de repente, os vários fatores da Lei de Murphy conspiram para descarregar completamente as pilhas de seu gravador, bem no meio de uma gravação importante. Começa a valer, então, a lei da conservação da energia: você corre desesperado atrás de pilhas boas, compensando assim o universo pela energia que elas deixaram de fornecer.

Falando sério, é muitas vezes essencial saber o quanto resta de energia em uma pilha ou bateria seca, pelos mais variados motivos. É preciso, nesse caso, um detector de "reserva de energia" — que não é tão fácil de implementar como parece à primeira vista. Deve-se determinar, antes de mais nada, *como* a capacidade da pilha ou bateria será medida.

Buscando solucionar essa questão, chegamos à conclusão de que esses dispositivos podem ser divididos em dois grupos distintos. O primeiro é o dos que fornecem uma tensão praticamente constante ao longo de toda sua vida útil, tais como as pilhas de lítio, mercúrio e óxido de prata; de fato, a queda é tão baixa (entre 0,05 e 0,1 V), que torna virtualmente impossível medir a capacidade em função da tensão de saída.

Existem outros métodos para se determinar esse fator, infelizmente muito complexos para serem feitos de forma rápida e barata. Por outro lado, como essas baterias são usadas principalmente em relógios, calculadoras e câmeras fotográficas, além de exibirem uma perda mínima de carga, o melhor será deixá-las no equipamento até descarregarem e ter algumas de reserva sempre à mão.

O segundo grupo inclui as pilhas de zinco-carbono (que são as mais comuns) e as alcalinas (à base de manganês). Embora as primeiras estejam sendo usadas há muito tempo e sejam mais baratas, as alcalinas vêm ganhando popularidade pela sua maior duração — o que, teoricamente, compensaria o preço mais elevado. Ambas apresentam uma significativa queda de tensão ao longo da vida, o que pode ser explorado para se determinar sua capacidade a qualquer momento.

Para isso, será necessário dispor de um preciso voltímetro, capaz de proporcionar leituras acuradas na faixa de 1...1,5 V, e de uma carga adequada (sob a forma de resistores). Essa carga é essencial para se conhecer a tensão nos terminais da pilha em qualquer momento de sua vida útil, sabendo que sua resistência interna aumenta com o decréscimo da carga.

O instrumento

Como já mencionamos no início, a idéia deste artigo é sugerir um avaliador de baterias bastante simples. O método empregado não fornece uma indicação precisa de capacidade, o que não representa nenhum empecilho, já que as baterias visadas também não primam pela precisão. Além disso, aceitar essa pequena "imperfeição" tornou a coisa toda bem mais fácil de implementar.

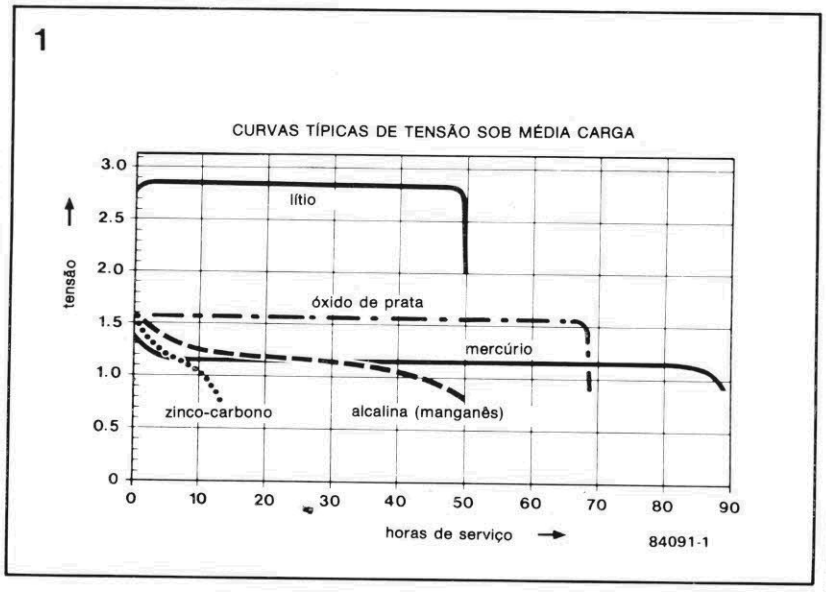


figura 1 — Este gráfico mostra que apenas as pilhas de zinco-carbono e alcalinas apresentam uma queda significativa de tensão durante sua vida útil. É interessante notar, ainda, como a expectativa de vida da alcalina ultrapassa (e muito) a da zinco-carbono.

2

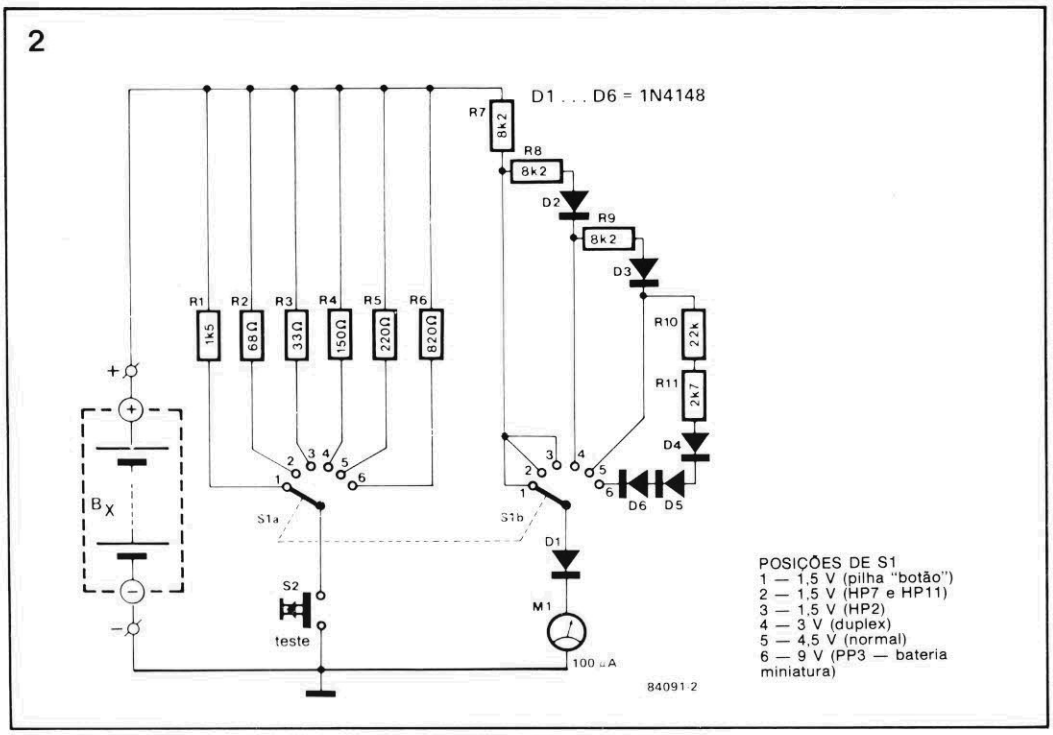


figura 2 — O circuito foi feito o mais simples possível, de modo a baratear sua montagem e compensar o investimento. Lembre-se de não deixar pilhas dentro de aparelhos que não serão usados por longos períodos.

O circuito completo do avaliador pode ser visto na figura 2. A carga das pilhas sob análise é representada pelos resistores R1...R6 e a corrente de teste teve seus valores baseados em padrões internacionais. Assim, ela é de 20 mA para os tipos HP7 e HP11 (que podem ser considerados equivalentes às nossas pilhas pequenas e médias de zinco-carbono), 40 mA para o HP2 (correspondente às pilhas grandes) e cerca de 10 mA para as baterias miniatura de 9 V, tipo PP3.

As posições 4 e 5 de S1 destinam-se às pilhas e baterias de 3 V e 4,5 V (um tanto raras no Brasil), fornecendo a mesma corrente de 20 mA. A posição 1, por fim, serve tanto para as pilhas tipo "botão" de 1,5 V como aos vários tamanhos de pilhas alcalinas, aplicando uma corrente de teste de 1 mA.

O estágio de medição é composto por M1, D1...D6 e R7...R11. Foi utilizado um amperímetro comum, tipo bobina móvel, em M1, com fundo de escala de 100 µA. Ao medir pilhas de 1,5 V, apenas um diodo (D1) e um resistor (R7) ficam em série com o amperímetro, fazendo-o defletir totalmente com uma tensão de 1,6 V. D1, aliás, que está permanentemente ligado a M1, estabelece um limiar de medida de 0,6 V; assim, a faixa do instrumento vai de 0,6 a 1,6 V — o que veio a calhar para o nosso caso, em que as tensões de interesse situam-se entre 0,8 e 1,5 V, na maioria das vezes.

Apenas um detalhe: o valor de 0,8 V é o divulgado pelos fabricantes de baterias como aquele que indica o fim da vida útil de uma pilha alcalina; o nível correspondente, para as de zinco-carbono, foi padronizado em 0,9 V.

Embora essa faixa pareça um tanto limitada para cobrir os vários tipos e modelos de pilhas e baterias, a escala do amperímetro foi quase totalmente aproveitada por meio de um artifício: variando a resistência (de um mínimo de 8,2 k, apenas com R7, até 49,3 K, com R7...R11) e o número de diodos (de apenas um, D1, até seis, D1...D6) em série com M1. Como resultado, temos a mudança de faixa do instrumento, que o faz sempre exibir um valor relativo (o "conteúdo" da pilha), ao invés do valor real (ou seja, apenas a tensão da mesma).

Sem uma escala própria, o amperímetro é inútil para o nosso caso. A figura 3 sugere uma escala específica para um determinado formato de instrumento, onde a seção branca indica que a pilha contém mais da metade de sua carga total, a parte cinza, que ela está entre meia carga e descarregada, e a escura, que está completamente descarregada. Observe, também, que foram previstas duas escalas, uma para zinco-carbono e outro para alcalinas.

No caso de interesse por valores ou necessidade de desenhar uma escala para outros modelos de amperímetro, a "meia carga" corresponde a 1,3 V (zinco-carbono) e 1,2 V (alcalinas); a descarga total, como já vimos, equivale a 0,9 e 0,8 V, respectivamente.

O avaliador é tão simples de usar como de montar: basta ligar a pilha ou bateria aos terminais de teste (respeitando a polaridade) e verificar se o ponteiro sofre algum deslocamento. Se não há deflexão, é sinal que a pilha está descarregada ou que a polaridade está trocada (neste caso, D1 encarrega-se de proteger M1). Se houver deflexão, bastará então pressionar o botão de teste (S2) para ligar a carga à pilha; a leitura do medidor mostrará claramente, então, o nível de energia restante. ◀

3

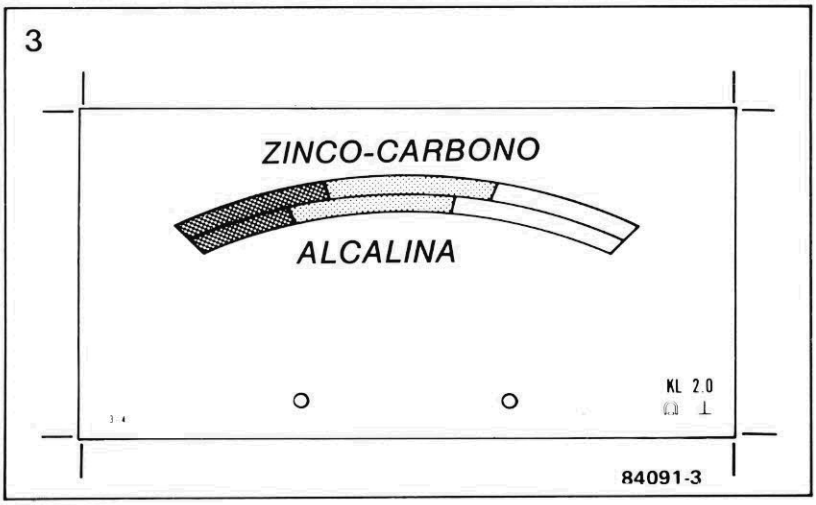


figura 3 — Exemplo de escala para o microamperímetro do avaliador. Os instrumentos com formato e tamanho diferentes poderão ter uma escala especialmente confeccionada, com base nos valores fornecidos no texto.

Equin — amplificador de 100 W

Pode parecer apenas mais um projeto de amplificador, com os componentes mais clássicos possíveis. Mas é justamente aí que reside sua grande vantagem: não dar dores de cabeça na procura e eventual substituição de peças.
Além de tudo, ele não é apenas "mais um": o circuito foi cuidadosamente planejado, sendo um dos mais bem explicados em todos os sentidos — tanto na parte teórica, de operação, como na montagem (que será vista na próxima edição). Sem falar que é um amplificador à altura do Preco, sistema de pré-amplificação e controle publicado simultaneamente, neste número.

1ª parte

Todo bom amplificador deve reproduzir música, seja Beethoven ou rock, exatamente como foi gravada, sem acrescentar suas próprias "interpretações". Isto significa que o projetista deve ter muito cuidado não só com a distorção audível, mas também com a "resposta a impulsos" (ou seja, estabilidade) e com o problema da intermodulação de transientes (TIM).

O projeto deve procurar reduzir ao mínimo possível e simultaneamente o efeito audível global de todas essas distorções. Não é muito difícil eliminar a distorção de *crossover*, mediante uma combinação adequada de corrente quiescente e uma elevada realimentação negativa (em torno de 60 dB). Em contrapartida, tal nível de realimentação só pode ser obtido sem instabilidade, porém, por um decaimento prematuro em malha aberta — o que fatalmente leva a elevados níveis de distorção TIM. Essa é a maior objeção à utilização do 741 e outros operacionais que adotam compensação interna.

Por outro lado, podemos afirmar que uma distorção RMS total de 0,1% é inaudível — desde que consista apenas de harmônicas "baixas", sem qualquer sinal de picos de transição (por que você acha que os amplificadores a válvula têm um som tão "limpo"?).

De qualquer modo, a tentativa de se obter um som irrepreensível não implica na utilização de um grande número de componentes. Um punhado deles, posicionados estrategicamente em um circuito tradicional, presta um serviço melhor (e mais barato) que um projeto radicalmente novo. Pode-se até mesmo aperfeiçoar o desempenho de um amplificador comum através de um ligeiro retoque de valores em alguns componentes — após uma análise honesta do que está realmente afetando a qualidade de reprodução.

O estágio de saída

Em estágios de saída classe B existem dois grupos separados de transistores que fornecem corrente alternadamente, dependendo da polaridade instantânea do sinal excitador. Na figura 2 podemos ver a representação mais corriqueira desses estágios, de forma simplificada. O transistor T1, tipo NPN, tem sua base acoplada à base de T2 (tipo PNP), por meio de uma tensão de polarização V_R. Na prática, contudo, tanto T1 como T2 serão constituídos por dois ou três transistores "discretos", montados de forma a exibir um elevado desempenho como dispositivos NPN e PNP.

Quando V_R for nula (isto é, T1 e T2 sem uma corrente "quiescente" ou de manutenção), pode-se ver pela figura 3 que a corrente de carga também será nula ao longo de uma certa faixa de tensões

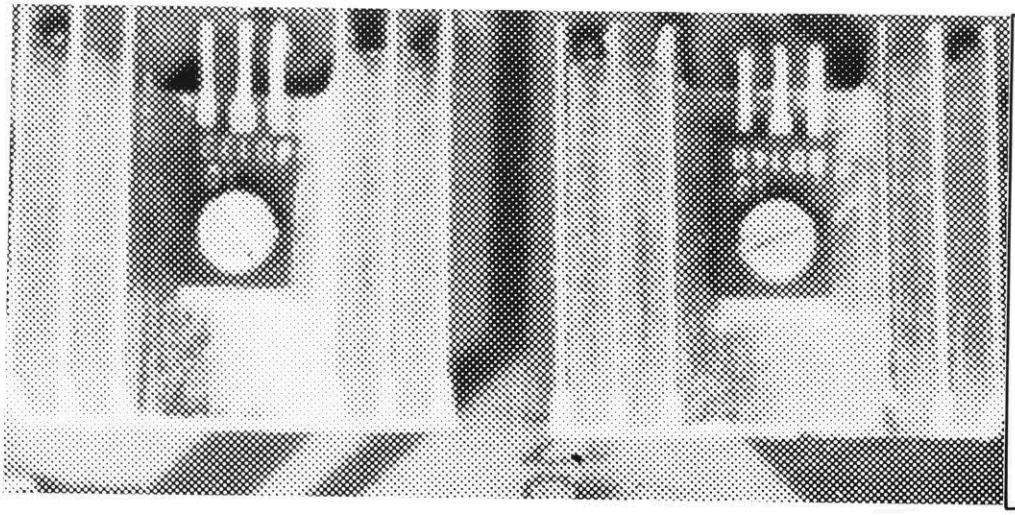


Tabela 1 — Especificações

* *Potência/carga*
— alimentação de 45 V:
2 x 20 W sobre 8 ohms
2 x 35 W sobre 4 ohms
— alimentação de 60 V:
2 x 35 W sobre 8 ohms
2 x 50 W sobre 4 ohms

Obs.: potência sonoidal contínua, com os dois canais operando; especificações mínimas, que permitem uma queda "típica" da alimentação com carga.

* *Distorção harmônica*
— menos que 0,1% de pico a 1kHz

* *Impedância de entrada*
— 40 kΩ, aproximadamente

**Sensibilidades de entrada*
— 580 mV para 20 W sobre 8 ohms
— 550 mV para 35 W sobre 4 ohms
— 760 mV para 35 W sobre 8 ohms
— 730 mV para 50 W sobre 4 ohms

Obs.: valores RMS, nominais

1

D1...D4 = 1N4148

9390 1

figura 1 — Esquema completo do Equin. Sua placa e seu circuito de alimentação serão vistos na próxima edição.

excitadoras, em cada lado do eixo horizontal. Essa chamada "zona morta" é a responsável pela distorção de *crossover* — culpa, em última análise, dos transistores ou mais especificamente de suas curvas relacionando a corrente de base com a tensão base-emissor.

Com níveis elevados de corrente, essas respostas podem ser tão lineares quanto se queira, empregando-se resistores de emissor para proporcionar uma realimentação negativa dependente da corrente. Quando os valores da corrente são baixos, porém, as retas curvam-se abruptamente, devido à queda drástica da transcondutância de T1 e T2; nesse caso, não há realimentação que resolva o problema.

A polarização dos dois transistores através de V_R melhora bastante as coisas, já que ela introduz em ambos uma corrente estável (a corrente "quiescente") exatamente no ponto de cruzamento com o eixo horizontal; T1 e T2 exibem, assim, uma transcondutância razoável também nessa área.

No caso ideal, a sobreposição das respostas NPN e PNP será tal, a ponto de permitir que a corrente de carga siga linearmente a tensão excitadora, nas proximidades do cruzamento com o eixo (ponto de transição ou *crossover*). Até onde poderemos ir, na perseguição desse objetivo, vai depender de uma série de fatores:

— Assumindo que exista realmente um valor ideal de corrente quiescente, até que ponto vale a pena ir, no projeto, para obtê-la?

— Na prática, valor ideal é aquele em que a última "inclinação" da curva NPN está alinhada com a última inclinação da PNP. Assim, a inclinação de cada meio estágio, na transição, equivale a metade do valor global. A presença de irregularidades na parte curva da resposta pode impedir essa condição ideal, caso

2

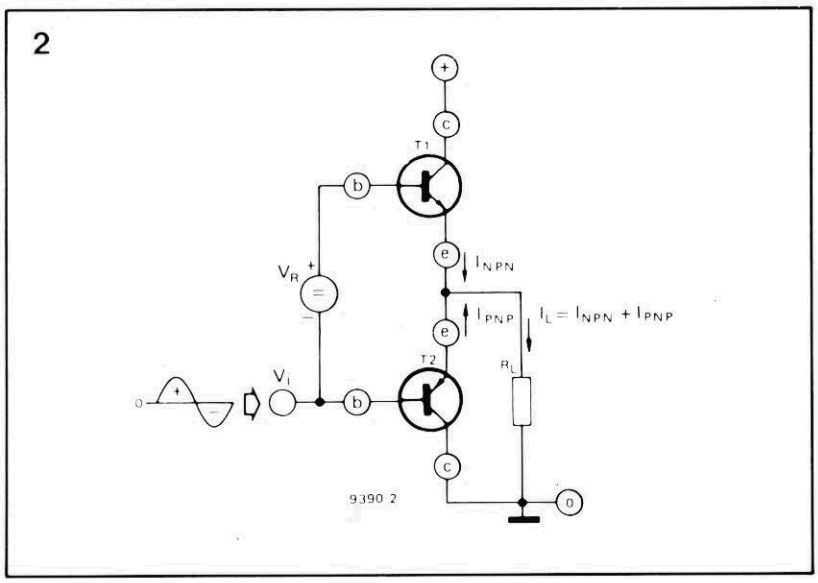


figura 2 — Configuração típica de um estágio classe B de saída. T1 e T2 são transistores PNP E NPN "compostos", implementados em pares ou trios (ou mesmo como transistores isolados).

elas sejam mantidas por toda a região de transição.

— Uma total regularidade significa que uma curva deve ser a imagem espelhada da outra — dando origem ao nome "simetria complementar". Desse modo, se um dos elementos internos de "T1" for NPN, o elemento correspondente em "T2" deverá ser PNP. Conclui-se, então, que os dispositivos de potência internos de T1 e T2 também devem ser complementares — e aí é que surge o problema: os pares complementares de potência são difíceis de produzir, seja pela preço como pela impossibilidade de "casar" o desempenho de comutação em altas frequências dos elementos internos.

Costuma-se, então, adotar a chamada configuração quase complementar, na qual os dois transistores de potência têm a mesma polaridade (NPN). Esse arranjo funciona

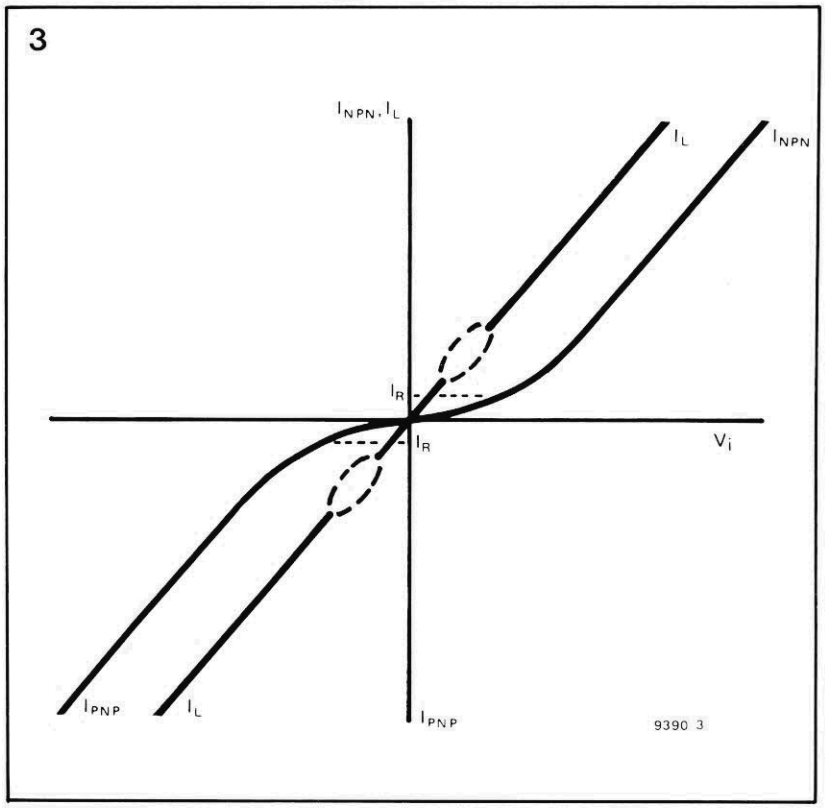
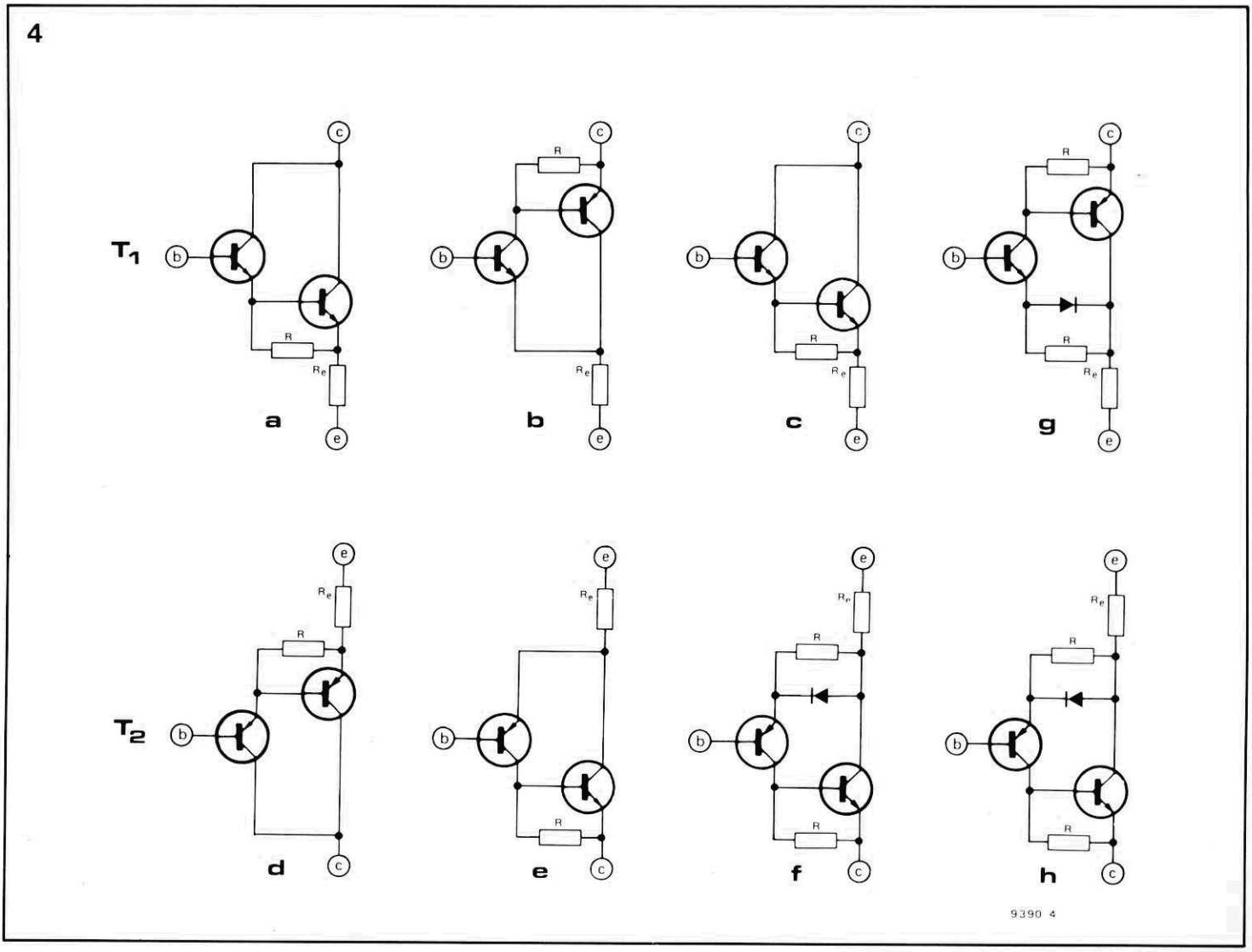


figura 3 — Curvas características do circuito da figura 2. A corrente "quiescente" I_R serve para "linearizar" a região de transição.

figura 4 — Conhecidas configurações de dois transistores para T1 e T2. Os pares verticais (a com d, b com e, etc.) podem ser combinados para formar um estágio de saída com simetria complementar aproximada.



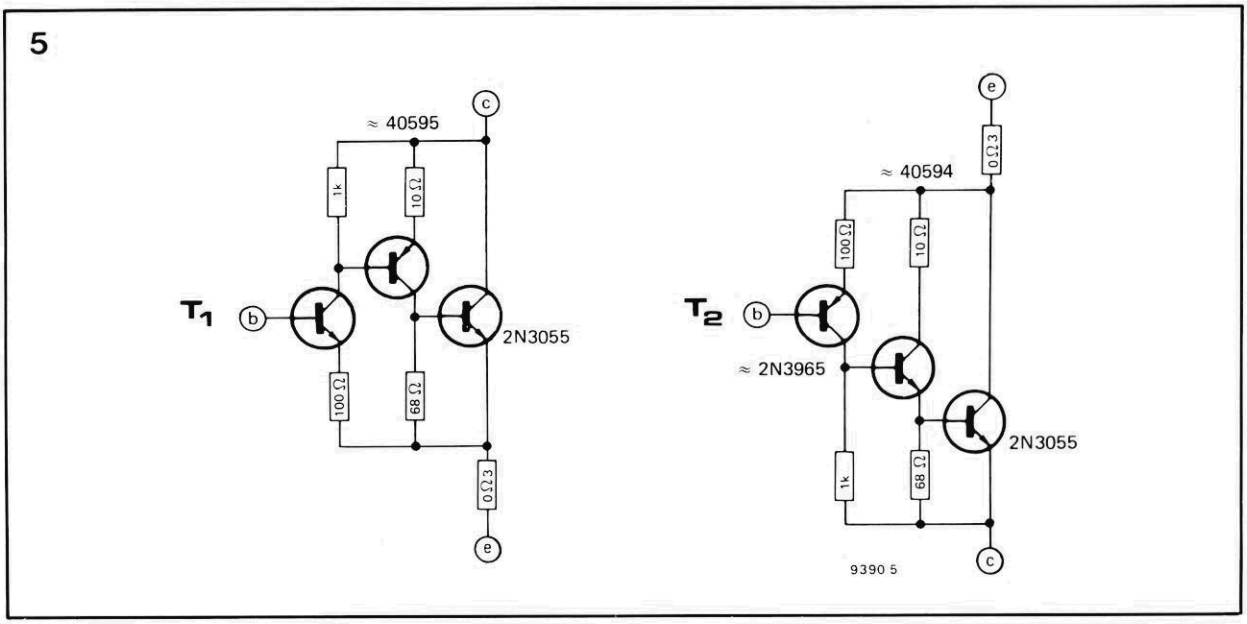


figura 5 — Trios de saída empregados em um amplificador comercial inglês.

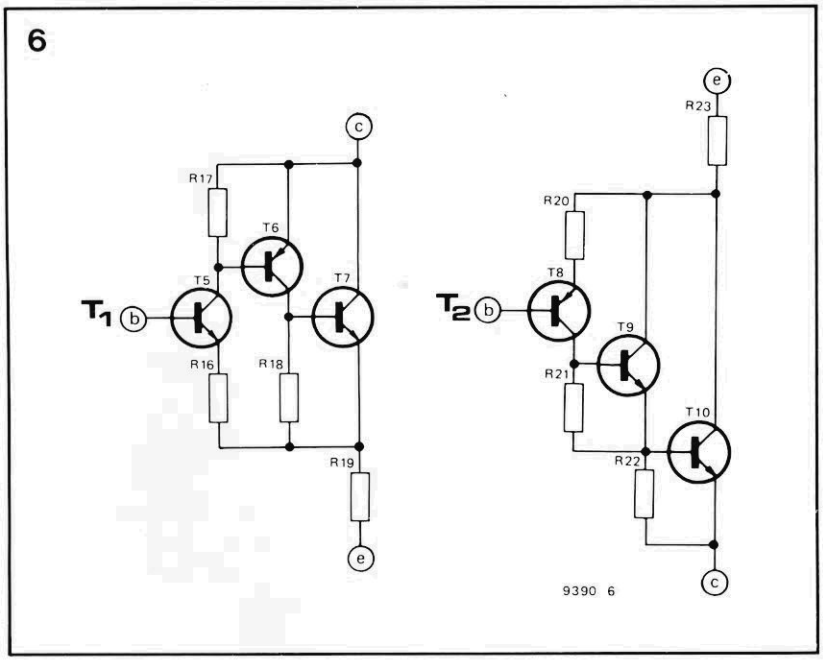


figura 6 — Trios modificados para utilização no Equin.

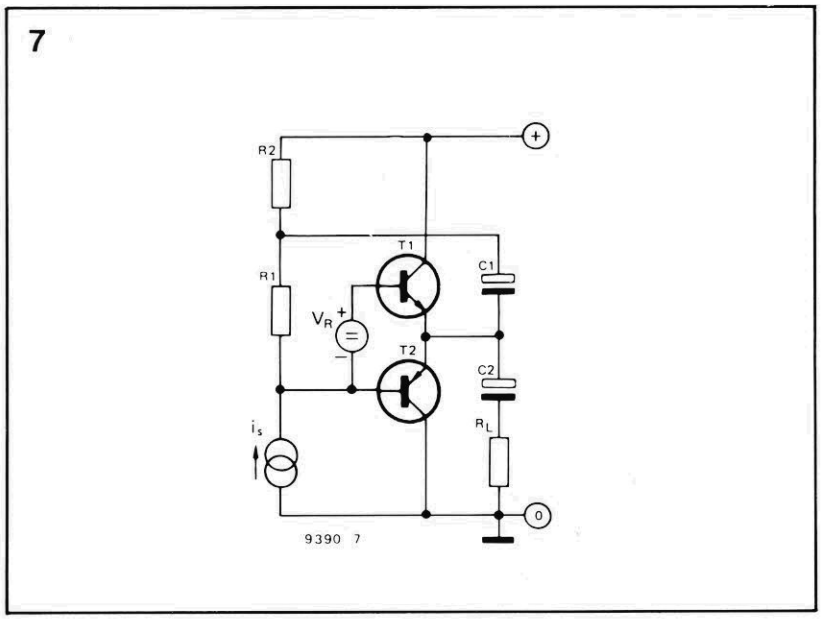


figura 7 — Excitação tipo bootstrap do estágio de saída. O penúltimo estágio (T2, na figura 1) aparece como uma fonte de corrente.

bem, desde que seja tomada a precaução de eliminar assimetrias na áreas próximas à transição — o que pode ser feito satisfatoriamente.

— O problema seguinte é a própria corrente quiescente, que não pode variar com a temperatura. Para mantê-la estável, seria necessário prever uma variação automática de -2mV/°C para V_R — o que não é lá muito simples, pois seria preciso instalar termistores ou diodos sensores sobre os dissipadores, além de fazer algumas adivinhações sobre a temperatura real na junção do transistor — quando a única temperatura disponível é a do próprio dissipador, bem inferior àquela.

Assumindo, de qualquer modo, que seja possível implementar tal compensação, aparece outra questão: seria essa compensação suficientemente rápida? É bem provável que o súbito aquecimento da junção, devido a uma passagem mais alta da música, provoque uma séria distorção de *crossover* na passagem seguinte, mais calma; isto, porque fatalmente a junção vai esfriar mais rapidamente que o dissipador, de onde está sendo estimada a temperatura da junção.

Em poucas palavras, deve-se evitar a necessidade de regular a tensão V_R para compensar o aquecimento das junções dos transistores de potência.

— Sempre que a fonte não for regulada, será preciso cui-

dar para que V_R não dependa, mesmo vagamente, da tensão CC instantânea presente na linha de alimentação. No circuito da figura 1, a tensão V_R de polarização é obtida através dos componentes T4, P1, R12, R13 e R14. Quaisquer variações na fonte provoca uma queda de tensão sobre R14, que pode ser usada para compensar o erro na tensão base-emissor de T4, provocado pelas mesmas variações; dessa forma, a tensão polarizadora pode ser mantida relativamente constante.

Circuitos de saída

A figura 4 ilustra várias combinações possíveis de transistores parta formar T1 e T2 da figura 2. Esses grupos de dois elementos (excitador e potência) são encontrados em inúmeros projetos de amplificador, nos quais o resistor R está situado entre 50 e 100 ohms e R_e, entre 0,2 e 0,5 ohm. Os pares representados na parte superior da figura exibem comportamento NPN, enquanto os inferiores são PNP; as combinações a-d, b-e e g-h formam as chamadas simetrias complementares.

A combinação a-e, por sua vez, é o já mencionado estágio quase complementar; o acréscimo de um diodo e um resistor converte o circuito "e" em "f". Nesse caso, a assimetria da combinação a-f poderá ser bem reduzida, já que o diodo simula a junção base-emissor "faltante".

As ligações "darlington" formadas por a, c, g, d, f e h (=f) exibem uma curva I_E — V_{BE} com uma extensa "cauda". Sua estabilidade de corrente não é muito boa, mas, em contrapartida, sua impedância de entrada (entre base e emissor) varia suavemente nas proximidades do ponto de transição.

Por outro lado, os pares "compostos" b e e têm uma curva com "cauda" mais curta e apresentam boa estabilidade da corrente quiescente, mas sua impedância de entrada sofre descontinuidade na região de transição. O acréscimo dos "diodos Baxandall" aos circuitos b e e confere-lhes características de ligação darlington — constituindo, assim o melhor compromisso entre uma corrente quiescente ideal e uma curva suave de impedância (veja os exemplos g e h da fig. 4).

A principal objeção aos pares da figura 4 reside em seu baixo ganho de corrente, exigindo um nível de excitação considerável. A solução mais óbvia, então, é usar trios em vez de pares — a exemplo dos tradicionais arranjos vistos na figura 5. Eles possuem uma grande estabilidade de corrente, curvas I_E — V_{BE} com "caudas" mais curtas e um elevado ganho de corrente. Além disso, qualquer desvio da impedância de entrada próximo à transição é corrigido pelos resistores de 100 ohms.

Juntando os trios, porém, a simetria deixa um pouco a desejar. Em geral, a queda de tensão sobre o resistor de 1 k, no trio NPN, não ultrapassa a metade da queda sobre o mesmo resistor, no lado PNP — o que implica correntes desiguais nos pré-excitadores e "caudas de transição" descasadas.

Mas a assimetria foi praticamente eliminada nos circuitos da figura 6, utilizados no Equin, pelo artifício de deslocar a extremidades de um dos resistores. Pode-se dizer, agora, que são iguais as tensões sobre R17 e R21, polarizando T5 e T8 de forma simétrica. Eles exibem a vantagem adicional de uma baixa corrente quiescente, que os torna adequados para projetos de altíssima potência.

Excitando o estágio de saída

Os exemplos discutidos até agora levavam em conta um estágio de saída excitado por tensão (ou seja, a partir de uma fonte com impedância nula). Existe, porém, a alternativa da excitação por corrente.

No acionamento por tensão, a corrente de saída relaciona-se com a tensão excitadora pela "inclinação" (ou transcondutância) da curva I_L — V_{BE} (figura 3). Já na excitação por corrente I_L tem relação com a corrente excitadora através do ganho em corrente dos transistores compostos T1 e T2. Esse ganho, porém, depende da frequência em maior escala que a transcondutância — principalmente porque esta pode ser melhorada por realimentação.

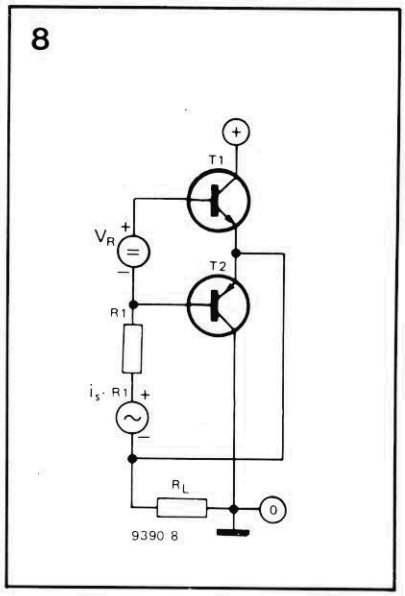


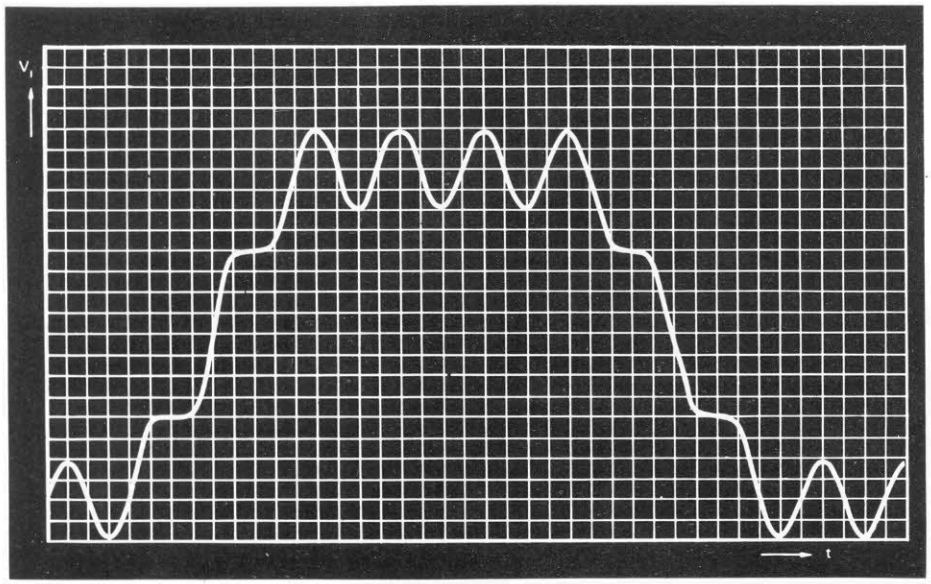
figura 8 — Circuito equivalente ao da fig. 7 quando R1 é muito maior que R2 e as impedâncias de C1 e C2 são desprezíveis.

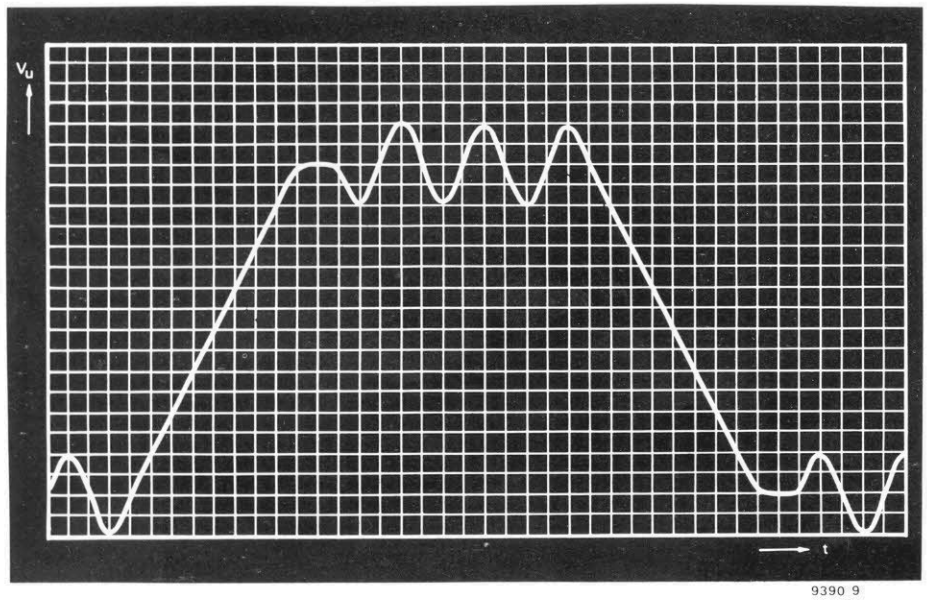
De qualquer modo, a excitação por corrente também poderá dar certo, se houver uma forma adequada de se aplicar uma realimentação local. Será difícil, no entanto, superar a conveniência obtida com a realimentação da tensão excitadora, através dos resistores de emissor (figuras 4, 5 e 6). Além disso, estágios acionados por tensão dispensam pares casados em ganho de corrente.

Em grande parte dos projetos práticos, a excitação nunca é feita totalmente por tensão ou corrente. Observe o circuito da figura 7: se os capacitores C1 e C2 tiverem valores adequados, irá existir uma ligação entre a junção R1-R2, os emissores de T1/T2 e R_L. A tensão sobre R1 é a responsável pela excitação do estágio de saída; seu terminal inferior exibe essa tensão somada à tensão de saída, sendo excitado pelo último transistor do estágio inicial — que é, ele próprio, uma fonte de corrente.

O pesquisador P.J. Baxandall demonstrou que o circuito da fig. 7 é diretamente equivalente ao da figura 8, desde que R1 tenha um valor muito superior ao de R2. De fato, os cálculos da tensão de saída em função da corrente

9





9390 9

figura 9 — Comportamento da distorção por intermodulação de transientes (TIM). A senóide de menor nível é momentaneamente suprimida durante a limitação de slew rate *induzida pelos transientes.*

i_S levam à mesma fórmula, em ambos os casos — o que nos leva a concluir que o estágio de saída é excitado a partir de uma impedância R1 e trabalha na modalidade de emissor comum. Não se comporta portanto, como um seguidor de emissor, como muitos poderiam pensar.

O ganho apresentado por ese arranjo vai depender da relação entre R1 e a impedância de entrada do estágio — impedância que, como já vimos, depende da frequência e tem problemas na região de transição.

O mau comportamento nessa região ocorre, portanto, causado por dois mecanismos principais: durante a conversão "corrente-tensão excitadora" entre o penúltimo estágio e o estágio de saída; e durante a conversão dessa tensão excitadora na corrente de carga I_L. A redução do valor de R1 poderia reduzir a influência do primeiro mecanismo, mas iria também diminuir o ganho em malha aberta.

Na figura 1, o circuito da figura 7 está representado por T2, R9, R10, C7 e C10, com a diferença de que a junção do transistor com R9 (equivalente a R1, na figura 7) está acoplada indiretamente ao circuito de base de T5 e T8, através do seguidor de emissor T3. Este último transistor, por sua vez, juntamente com sua carga de emissor R11, apresenta uma baixa impedância ao estágio de saída — proporcionando condições quase ideais de excitação por tensão e evitando, ao mesmo tempo, que o estágio de saída sobrecarregue R1 (ou seja, contorna o 1º mecanismo visto anteriormente).

Esta tática melhora também a largura de faixa em malha aberta, além de fornecer (através de T3) a corrente requerida pelo capacitor "Miller" — C6, neste caso — inserido para manter a estabilidade sob realimentação negativa. Se esse detalhe não houvesse sido previsto, aquele capacitor iria "concorrer" com a fonte de corrente T2, provocando uma defasagem adicional justamente onde menos pode ser tolerada: bem no meio da "área perigosa".

Distorção por intermodulação de transientes

Juntamente com a distorção de *crossover*, a TIM pode ser condenada pelo som "duro" que confere aos amplificadores transistorizados. Na prática, essa distorção "soa" um pouco como a de *crossover*, embora surja em altas frequências, com níveis de excitação de moderados para altos, e não com níveis reduzidos de sinal. O efeito é causado pela aplicação de sinais de entrada muito rápidos para os sistema de realimentação; vamos explicar esse mecanismo mais detalhadamente.

A tensão excitadora do estágio de entrada pode ser considerada como a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação vindo da saída. Devido ao elevado ganho em malha aberta adotado nesses circuitos, essa diferença costuma ser muito pequena. No entanto, se a realimentação for muito "lenta", o sinal-diferença po-

derá ser momentaneamente muito superior ao normal — indo sobrecarregar, portanto, o estágio inicial. O corte ou saturação resultante poderá então ocasionar desvios de CC que tomarão algum tempo para serem corrigidos. O efeito sonoro manifesta-se sob a forma de surtos com 100% de distorção, verdadeiros "buracos" no meio da música.

Vejamos um exemplo numérico, para esclarecer melhor ainda esse efeito. Suponhamos que o amplificador tenha um ganho em malha aberta de 80 dB (10 mil vezes) e opere com uma realimentação de 40 dB (100 vezes). Um sinal de entrada "lento", de 100 mV, irá resultar em um sinal excitador de 1 mV no estágio inicial. Mas se a realimentação chegar um pouco tarde, devido a um sinal de 100 mV mais rápido, aí teremos problemas e dos grandes.

De fato, o amplificador ficará inativo durante todo o período compreendido entre a sobrecarga provocada pelo transiente e a total recuperação; qualquer outro sinal, aplicado durante esse intervalo, simplesmente não chegará à saída. A figura 9 ilustra o processo com um típico sinal musical, composto por uma linha contínua e um trasiente em sobreposição.

A rapidez com que a realimentação pode reagir aos transientes bruscos de entrada depende da resposta em malha aberta do circuito, isto é, da banda passante em malha aberta. Isto, por sua vez, vai depender principalmente do nível de realimentação empregado e do produto ganho-banda pasante — assumindo que o amplificador seja invariavelmente estável. Assim sendo, muita realimentação e componentes "lentos" só contribuem para aumentar a distorção TIM.

O desempenho do amplificador em relação aos transientes tende a melhorar à medida em que sua resposta em malha aberta vai aproximando-se do menor período possível do sinal de entrada. O amplificador Equin, com seu excelente acionamento por tensão, exibe 10 kHz de banda pasante em malha aberta, sem problemas de estabilidade (e usando os "lentos" 2N3055 !).

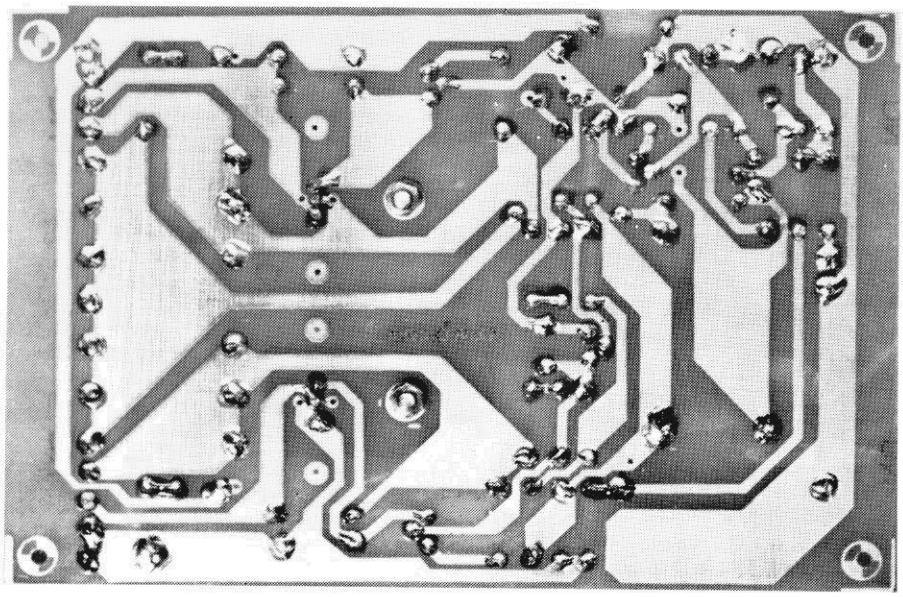
Para o caso de ele ter que aceitar entradas a plena excitação, em torno de 20 kHz, digamos, foram tomadas mais uma ou duas precauções — através de R4/C4, que proporcionam uma queda RC na entrada, e de um valor baixo para R7, que dá uma certa "folga" de operação a T1.

Observações finais

O alto-falante teve que ser ativado através do eletrolítico C10, pois o acoplamento direto teria criado problemas com a tensão de *offset*. O resistor R25 garante o carregamento de C10 na ausência de carga, enquanto os diodos D1...D4 formam um simples mas eficiente limitador de corrente.

A linha de alimentação positiva foi desacoplada pela rede R26/C11 — na qual o resistor amortece a ressonância entre C11 e a indutância da fiação. O resistor R15 tem a função de separar a linha negativa de alimentação do "terra" de entrada, fazendo com que as correntes maiores tomem o caminho de menor resistência. Em um amplificador estéreo, os dois terras de sinal poderão ser ligados entre si.

Os capacitores C3 e C7 fazem com que o grau de realimentação CA seja diferente do CC; ambos ganharam valores anormalmente elevados, evitando que os arranjos de polarização CC do amplificador variem com assimetrias momentâneas, devidas a sinais de baixa frequência. ◀

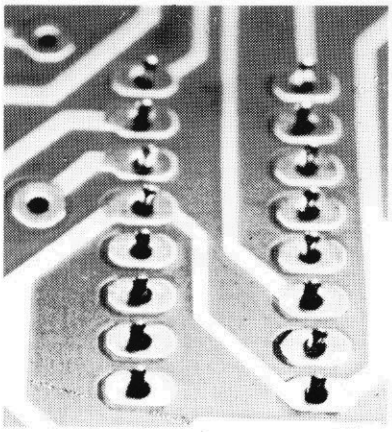


O circuito impresso já existe há bastante tempo e a maioria dos atuais técnicos, engenheiros e hobistas "criou-se" sob sua influência. Nunca é demais, porém, voltar ao tema, explicando o que é, como fazer e como utilizar uma placa impressa. Este artigo reune tudo o que é preciso saber sobre o assunto, de forma clara e objetiva, incluindo aí a solda e os soldadores.

Informações sobre soldagem e circuitos impressos

Há vinte ou trinta anos, quando as válvulas ainda imperavam na eletrônica, os circuitos eram montados sobre chassis de metal e os componentes, interligados através de dezenas de fios. Os semicondutores, além das vantagens que todos conhecem, motivaram outro importante desenvolvimento: as placas de circuito impresso, que atuam simultaneamente como chassi e meio de interligação, simplificando tremendamente a montagem dos circuitos eletrônicos.

A estrutura e confecção dessas placas já deve ser de domínio público, a essa altura; mas não custa fazer uma recapitulação rápida, antes de entrarmos na parte mais prática do tema. Elas são compostas por um substrato de material isolante (geralmente feito com resina fenólica ou fibra de vidro), que serve de suporte para os componentes e no qual estão fixados os condutores de cobre, formando o traçado de interconexão necessário. Em estado bruto, são chamadas de "placas cobreadas" e exibem um laminado de cobre revestindo toda sua extensão, em uma ou ambas as faces.



Feito o projeto do traçado (ou *lay-out,* como também é chamado), ele é transferido para a superfície de cobre por meio de uma tinta resistente à água e ácidos. A placa é então imersa em uma solução corrosiva, que dissolve apenas as áreas de cobre não protegidas pela tinta. Uma vez removida essa tinta, pode-se, então fazer as furações adequadas, montar os componentes e soldá-los no lugar.

Claro que o processo todo torna-se bem mais sofisticado no caso de produção profissional, tanto na forma de confeccionar a placa, como nos refinamentos adicionais. É comum, por exmplo, adotar a denominada máscara de componentes", que facilita o correto posicionamento dos mesmos sobre a placa. Existe, ainda, geralmente para as placas com maior densidade de componentes, a "máscara de solda" uma película verde que recobre todo o traçado, com exceção das ilhas em que são soldados os componentes. Essa máscara tem as funções de proteger as trilhas de circuito impresso, limitar o "escorrimento" da solda somente às ilhas e evitar curtos entre pistas, produzidos por respingos de estanho.

Já se tornou corriqueiro, também, o estanhamento de todas as pistas do traçado, como uma proteção adicional contra a oxidação — cujo equivalente caseiro é o tradicional verniz conhecido por todo hobista, feito com breu e álcool.

No caso de circuitos mais complexos, que não permitem fazer todas as interligação em apenas um dos lados da placa, apela-se para os impressos dupla face, que permitem fazer trilhas nos dois lados. E para evitar as cansativas conexões de uma face para outra, preve-se a utilização de furos metalizados, que acoplam eletricamente os dois lados em pontos determinados, dispensando fios e solda.

Placas na versão caseira

Com exceção dos modelos mais simples, a produção doméstica de circuitos impressos exige uma boa dose de paciência, habilidade e experiência. Entre as etapas de confecção de uma placa, para muitos a mais complexa é a primeira — ou seja, converter um circuito ainda em forma de diagrama num traçado impresso. Não existem, infelizmente, regras ou macetes escritos de como realizar essa conversão (existem normas sobre como fazer um traçado confiável, o que é outra coisa); o único jeito é ir ganhando prática gradualmente, por experiência própria. Placas já prontas, comparadas com os respectivos esquemas, podem ajudar bastante nesse processo.

Se um determinado circuito já vier com seu traçado pronto, a única coisa a fazer será transferí-lo diretamente

para a placa cobreada. Antes de mais nada, é preciso cortar a placa nas dimensões corretas, para depois limpar cuidadosamente, então, a superfície metálica — o que pode ser feito empregando-se palha de aço e sabão, por exemplo. Feito isto, deve-se lavar e secar a placa, livrando-a de qualquer resíduo ou fiapo de pano.

Se a placa for "filha única" e tiver um traçado relativamente simples, será melhor desenhar as pistas diretamente sobre ela, utilizando uma caneta especial para circuitos impressos. Para os casos mais complexos, empregando vários CIs, existem símbolos transferíveis, que aderem ao cobre e são resistentes à corrosão; podem ser encontrados em lojas de material eletrônico ou para desenho.

A decapagem

Pronto o traçado, pode-se então colocá-lo numa solução corrosiva, para que seja feita a decapagem da placa. A indústria utiliza vários compostos químicos exóticos para esse fim, mas para o montador ainda não foi descobertm nada melhor que o percloreto de ferro. Ele pode ser encontrado sob a forma de pedra ou líquido, tanto concentrado como já diluído, pronto para uso. Quando adquirido sob a forma cristalina (ou seja, em pedra), deve-se prepará-lo numa proporção de 500 g de produto para cada litro de água, sempre adicionando os cristais à água e nunca o contrário; cada litro de decapante assim obtido é suficiente para corroer entre 3000 e 4000 cm² de placa. No caso do líquido concentrado, siga as instruções do fabricante ao preparar a solução.

Por ser extremamente corrosivo, o percloreto de ferro exige alguns cuidados ao ser manuseado. Lembre-se de usar proteção para as mãos e roupa, como luvas de borracha e avental. Se ele entrar em contato com sua pele, lave o local imediatamente, com muita água; faça o mesmo se o contato se der com os olhos, além de procurar assistência médica imediata.

Todos os utensílios usados para conter ou manipular o percloreto devem ser de plástico ou vidro e não de metal. Caso tenha que ser armazenado por algum tempo, assegure-se que o recipiente seja totalmente vedado ao ar ambiente; pelo fato de ser higroscópico, ele poderia retirar umidade do ar e transbordar do recipiente.

A decapagem pode ser acelerada aquecendo-se a solução corrosiva — o que pode ser feito facilmente colocando a bandeja com a solução e a placa numa bacia com água quente. Não esqueça que o líquido deve ser agitado periodicamente, durante a corrosão, a fim de que a placa fique sempre em contato com solução "fresca" e para remover os resíduos de

1

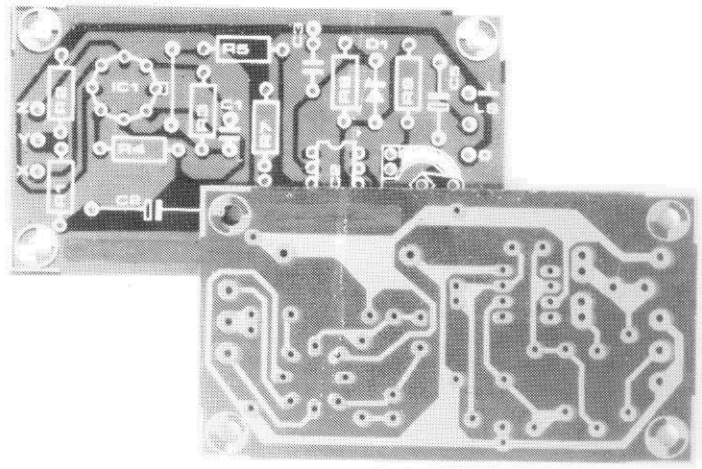


figura 1 — As placas Elektor são exemplos típicos de modernos circuitos impressos.

2

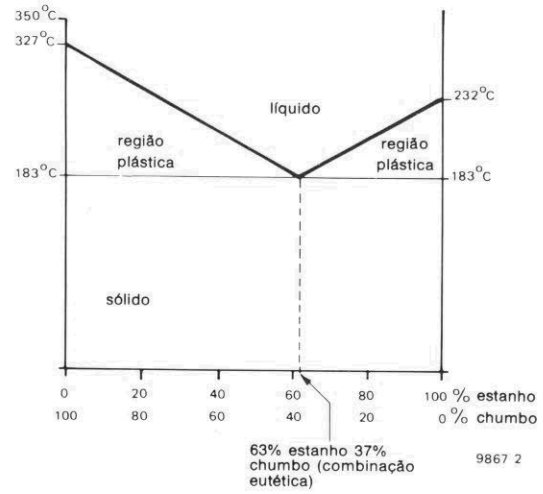


figura 2 — Ilustração dos diferentes pontos de fusão das ligas de estanho e chumbo, além da região plástica exibida por combinações não eutéticas.

3

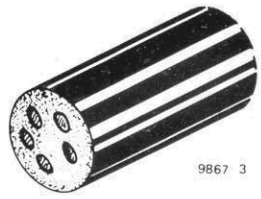


figura 3 — A solda específica para eletrônica possui vários núcleos de fluxo, dispensando o uso de produtos externos.

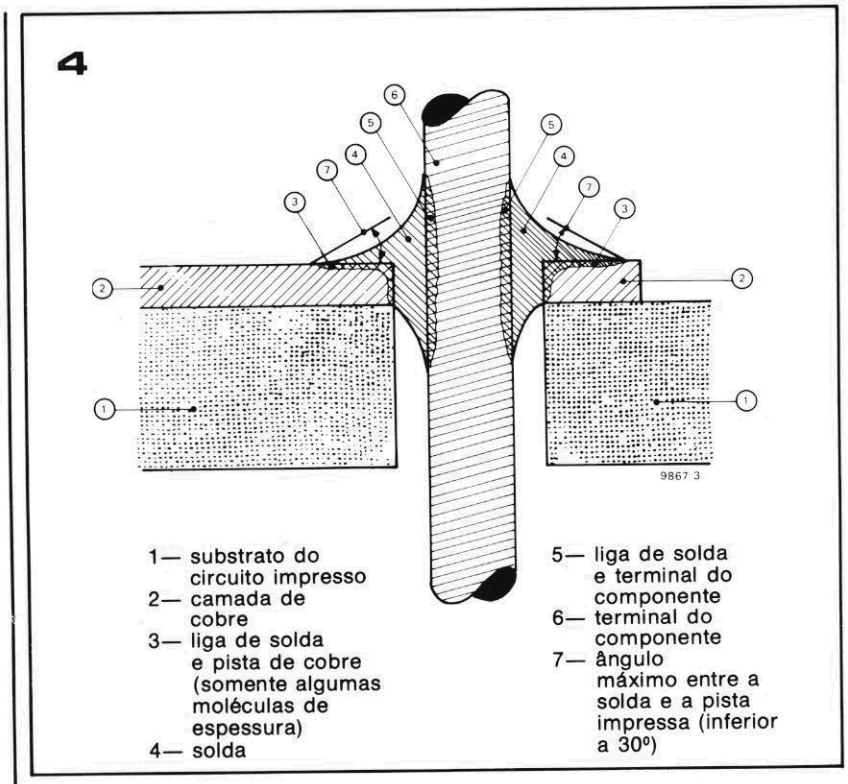


figura 4 — Elementos principais de um bom ponto de solda.

ferro deixados pela decapagem do cobre.

É essencial observar a placa de tempos em tempos e não deixá-la no percloreto mais que o estritamente necessário, para evitar que as pistas sejam corroídas lateralmente, onde não há tinta para protegê-las. Decapagem concluída, é só raspar a tinta protetora com palha de aço e passar imediatamente uma cama da de verniz caseiro sobre as trilhas, antes que comecem a oxidar.

Métodos fotográficos

Existem sistemas mais "profissionais" de se confeccionar uma placa, especialmente se várias unidades tiverem que ser produzidas ou se for preciso copiar um traçado mais complexo de uma revista; convém considerar, então, os chamados "métodos fotográficos".

Quando o traçado é projetado pelo próprio montador, o melhor processo consiste em desenhá-lo sobre um filme plástico transparente, utilizando fitas e símbolos transferíveis de cor preta; obtém-se, dessa forma, a *matriz positiva.* A placa cobreada, já cortada e limpa, pode ser então revestida com uma camada de *foto-resiste positivo,* seguindo as orientações do fabricante.

Em seguida, põe-se a matriz em contato com a placa e o conjunto é exposto a uma fonte de luz, que pode ser ultravioleta ou visível, conforme o tipo de foto-resiste empregado. Uma vez exposta, a placa vai para um banho revelador (ou é coberta com revelador em aerosol, de acordo com o tipo de produto), quando as porções iluminadas do foto-resiste são eliminadas. Por fim, lava-se e corrói-se a placa pela forma convencional.

Existem também os *foto-resistes negativos,* que exigem *matriz negativa,* isto é, um traçado transparente com o fundo em preto; nesse caso, as áreas que não ficam expostas à luz é que são eliminadas. Essa matriz pode ser obtida fazendo-se uma cópia por contato do positivo sobre filme fotográfico, resultando em um fotolito negativo do *lay-out* que se quer reproduzir. Esse método exige equipamento fotográfico próprio ou os serviços de uma empresa de artes gráficas e não será discutido mais profundamente.

Os traçados publicados em revistas também podem ser convertidos em fotolitos, negativos ou positivos, ou então fotografados e depois ampliados até as dimensões corretas (tendo-se o cuidado, porém, com distorções óticas introduzidas pelo processo, principalmente no caso de placas face dupla). Pode-se também recorrer ao fotógrafo do bairro, que teoricamente poderia ter condições de produzir qualquer matriz em filme, a partir de um desenho em papel.

O processo de soldagem

A confiabilidade de um circuito eletrônico depende não só da qualidade de seu circuito impresso, como também das junções elétricas feitas entre o traçado e os terminais dos componentes. A soldagem envolve a utilização de um metal com baixa temperatura de fusão (cerca de 200°C, normalmente), que forma uma ligação molecular entre os componentes e as ilhas impressas. A temperatura deve ser relativamente reduzida por causa da suscetibilidade dos semicondutores ao calor; além disso, o adesivo que prende o cobre ao substrato da placa também não suporta aquecimento excessivo.

Assim, a solda para circuitos eletrônicos é composta por uma liga de estanho e chumbo. Embora o primeiro, em estado puro, derreta a 327°C e o segundo, a 232°C, paradoxalmente a liga exibe um ponto de fusão inferior ao de ambos, separadamente. Essa temperatura de fusão vai depender da proproção com que as duas substâncias participam da liga; 183°C é o menor ponto conseguido com esses dois metais, na proporção de 63% de estanho e 37% de chumbo.

Uma liga em seu ponto de fusão mínimo é conhecida como *combinação eutética* (do grego *eutēktos,* de fácil fusão). Portanto, uma liga eutética de estanho e chumbo passa de estado sólido para líquido exatamente a 183°C. Caso contrário, irá exibir uma determinada faixa de temperaturas de fusão, ao longo da qual exibe uma consistência "plástica"; veja a figura 2.

Não é adequado produzir uma solda com uma gama plástica muito ampla, pois se a junção for deslocada, um pouco que seja, enquanto es-

tiver solidificando, pode resultar em uma soldagem com uma estrutura muito cristalina, apresentando pouca resistência mecânica e resistência elétrica elevada. Desse modo, a proporção ideal de uma solda eletrônica é de 60% de estanho para 40% de chumbo, aproximadamente; outros metais, como o antimônio, são acrescentados à liga para lhe conferir maior resistência mecânica.

Mas o capítulo da solda não para por aqui, devido à pequena camada de óxido (de apenas algumas moléculas de espessura) que está sempre presente sobre o cobre da placa e os terminais dos componentes, por mais que se limpe a superfície de ambos. Essa camada impede que a solda "molhe" o metal e forme a necessária ligação molecular.

Para viabilizar a soldagem, então, é preciso recorrer ao fluxo — composto formado por uma resina orgânica, que melhora as propriedades da liga, e um ativador, que dissolve o óxido. A solda comercial para eletrônica é fabricada sob a forma de fios com seção circular, contendo três ou mais núcleos de fluxo, também circulares, conforme mostra a figura 3. Isto permite que o fluxo seja aplicado à junção durante a operação de soldagem, um pouco antes da fusão da liga.

Ao se fazer uma junção soldada, os elementos são aquecidos simultaneamente, a uma temperatura superior à de fusão da liga; esta é então aplicada à junção e não à ponta do soldador, já que o calor em excesso iria vaporizar o fluxo muito rapidamente e provocar a oxidação da solda.

Atingido o ponto de 160ºC, aproximadamente, o fluxo torna-se ativo e limpa a superfície do cobre e do terminal. A 200ºC, a liga já derretida remove o fluxo do metal e entra em contato com ele, formando a desejada ligação molecular. Remove-se então o soldador e deixa-se a junção esfriar, sem deslocar o terminal do componente.

Uma boa junta soldada deve ter uma aparência regular e brilhante, além de uma superfície ligeiramente côncava; a solda, enquanto líquida, deverá ter aderido ao metal facilmente, sem excessos, que dão origem a "soldas frias", de superfície opaca e convexa. A figura 4 ilustra, em corte lateral, as características de uma soldagem correta.

Não seria preciso acrescentar que, além do fluxo interno do próprio fio de solda, nenhum outro aditivo ou composto é necessário na soldagem eletrônica. As pastas usadas em operações pesadas de solda, por exemplo, devem ser evitadas por serem corrosivas e boas condutoras de eletricidade.

Os ferros de soldar

Os soldadores percorreram um longo caminho, desde a época em que precisavam ser aquecidos em um bico de gás, e podem ser encontrados em vários modelos e tipos, hoje em dia. O mais barato deles, perfeitamente adequado à maioria das aplicações domésticas, é o de aquecimento contínuo — que consiste em um cabo ou manopla isolado térmica e eletricamente, de onde sai um tubo oco de aço inoxidável, contendo a resistência de aquecimento encapsulada em cerâmica.

Na extremidade desse tubo insere-se a "ponteira", um cilindro de cobre fixado por um parafuso ou uma mola. Dependendo da aplicação, a ponteira pode ter diversos formatos, que podem ser vistos na figura 5 — ficando os maiores, obviamente, para trabalhos pesados e os menores para a soldagem de componentes mais delicados.

O elemento aquecedor de um soldador "contínuo" fica permanentemente ligado à alimentação, não havendo controle sobre a temperatura da ponteira. Isto significa que o ferro tende a esfriar ao fazer uma soldagem, já que ele transfere calor à junção; por outro lado, costuma esquentar mais que o necessário enquanto espera ser utilizado, sobreaquecendo sempre a primeira junção de uma sequência, após um "descanso" mais prolongado.

Esse problema pode ser resolvido de maneira simples, empregando-se um suporte para ferros de soldar, que atua como um dissipador e impede que ele aqueça demasiadamente enquanto permanece inativo.

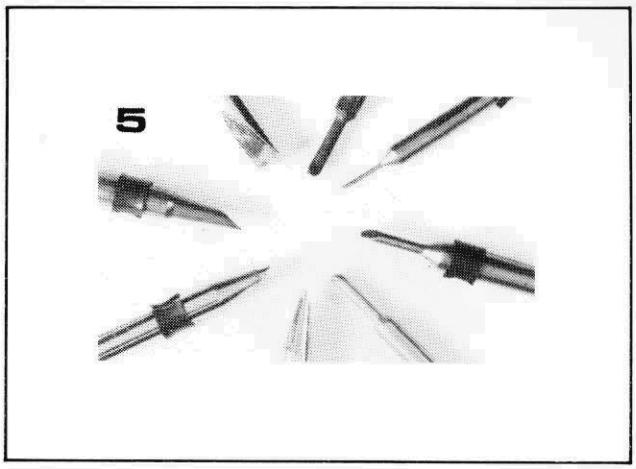


figura 5 — Ilustração das variedades de ponteiras existentes atualmente no mercado.

Os soldadores de aquecimento contínuo podem ser encontrados em várias potências diferentes, mas para aplicações hobísticas, de uso geral, costuma-se adotar um modelo de 20 a 25W, que aceite ponteiras finas e grossas. Para trabalhos mais pesados, como soldagem de malhas a blindagens de RF, por exemplo, convém ter à mão um modelo de 60W.

Soldadores de temperatura controlada

O uso de estações de solda, que permitem controlar continuamente a temperatura da ponteira, possibilita maior controle sobre a qualidade das juntas e evita danificar componentes delicados pelo sobreaquecimento. Elas podem ser encontradas, no mercado internacional, em dois tipos: o primeiro emprega um termistor para detectar o calor da ponteira e um circuito eletrônico de controle para ligar e desligar a alimentação. Sua temperatura de operação pode ser alterada a qualquer momento através de um potenciômetro, que altera a velocidade de comutação do circuito de controle; algumas estações mais sofisticadas até apresentam a temperatura de operação em um *display* de LEDs.

O segundo tipo, que pode ser encontrado tanto sob a forma de estações como de soldadores isolados, tira pro-

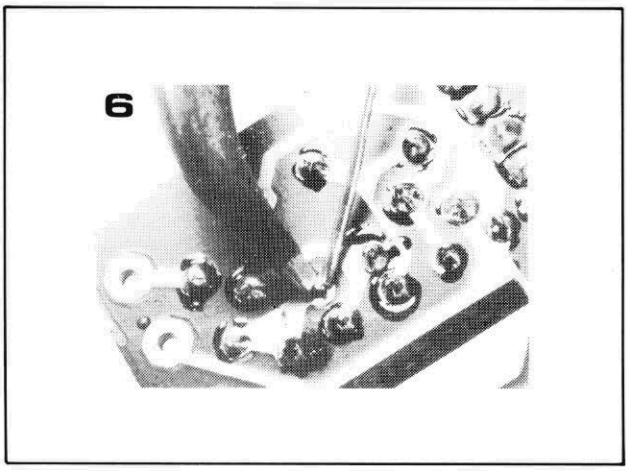


figura 6 — Ao fazer uma soldagem, tanto o terminal como a ilha devem ser aquecidos pelo soldador; o fio de solda deve ser então aplicado à junção e não à ponteira.

veito de uma propriedade pouco conhecida dos materiais magnéticos: acima de uma certa temperatura, conhecida como *ponto de Curie,* esses materiais deixam de ser magnéticos.

Assim, introduzindo-se um pouco de material ferromagnético no interior de uma ponteira, ele vai atrair um ímã sempre que o soldador estiver frio, fechando um interruptor e aplicando alimentação à resistência. Atingido o ponto de Curie, o material deixa de atrair o ímã, abrindo o interruptor. É óbvio que para se alterar a temperatura da ponteira, em um soldador desse tipo, é preciso substituí-la por outra, com ponto de Curie diferente.

Ponteiras de soldador

Elementos importantes, elas costumam ser feitas em cobre, invariavelmente, pelo fato de ser um ótimo condutor de calor. Entretanto, a cada soldagem um pouco do cobre dissolve-se na junta — o que tende a deixar a ponteira repleta de cavidades em pouco tempo. Dessa forma, as ponteiras modernas são feitas de cobre, mas revestidas com algum metal mais duro, como ferro ou níquel, que não se desagrega com o aquecimento. Tais modelos não exigem estanhamento periódico, mas sim limpeza constante em uma esponja especial umedecida (geralmente fornecida junto com o suporte do ferro ou estação de solda), enquanto ainda quentes, a fim de se remover o excesso de estanho e impurezas.

Qualquer ponteira, porém, deve ser estanhada antes de ser utilizada pela primeira vez, com a finalidade de impedir sua oxidação e melhorar o contato térmico com as superfícies metálicas. Basta ligar o ferro e aplicar um pouco de solda a ele; assim que ela derreter, deve-se passá-la ao longo de toda a ponteira, removendo depois o excesso.

Técnicas de soldagem

Uma vez selecionados o soldador e a ponteira adequados, é muito importante empregar solda com a bitola correta. Caso ela seja muito grossa para uma determinada aplicação, será difícil controlar o ritmo de aplicação e a junta poderá ficar repleta de solda. Por outro lado, se for fina demais, o fornecimento se estenderá em demasia, e a junta poderá ser sobreaquecida. Além disso, a solda mais fina costuma ser mais cara (por unidade de peso) que a de maior bitola. Portanto, para serviços gerais a solda de 1 mm é a mais apropriada, enquanto trabalhos mais delicados pedem a de 0,8 mm.

Ao soldar componentes em uma placa de circuito impresso, é conveniente respeitar esta sequência de operações:

1. Qualquer pino de ligação deve ser montado em primeiro lugar, antes de todos os componentes;

2: Solda-se, em seguida, todos os elementos pequenos, de montagem horizontal, tais como resistores e diodos. Durante a soldagem, a placa pode ser apoiada sobre um pedaço de espuma, com os componentes voltados para baixo, a fim de mantê-los no lugar sem danificá-los. Os terminais, além disso, podem ser dobrados em 45°, para melhor fixar os componentes, enquanto ainda não estão soldados;

3. Uma vez inseridos os componentes, pode-se cortar de imediato um pedaço de seus terminais, a fim de tornálos menos incômodos durante a soldagem;

4. Ao soldar, deve-se encostar a ponteira ao terminal e ao cobre da placa simultaneamente, para depois aplicar o estanho à junta (e não ao soldador, como ilustra a figura 6). Fornece-se então apenas a quantidade necessária de solda e afasta-se a ponteira, permitindo que a junta esfrie por si;

5. O mesmo procedimento deve ser repetido com CIs e seus soquetes, transistores e componentes maiores, montados na horizontal ou vertical;

6. Terminadas todas as soldagens, a placa poderá ganhar melhor aparência se o excesso de fluxo for removido com álcool.

Na eventualidade de algum componente ter que ser removido da placa, a operação deve ser realizada com o máximo cuidado, a fim de não descolar as pistas e ilhas de cobre. O melhor sistema ainda é o tradicional: prende-se o terminal a ser dessoldado com um alicate de bico e reaquece-se a junta até que seja possível puxá-lo para fora. No caso dos integrados, melhor recorrer a um sugador de solda, que "limpa" completamente a solda da junção.

Antes de inserir novamente o componente (ou um novo), porém, é essencial que todos os furos estejam livres de restos de solda — o que pode ser garantido novamente pelo sugador ou, então, por um aquecimento rápido da ilha e sua desobstrução com a ponta de um lápis. Convém assegurar-se, também, que a ilha esteja completamente fria antes da nova iserção, para evitar que o cobre descole ao redor do furo, empurrado pelo terminal (já que o adesivo pode estar enfraquecido pelo calor).

Aí está: com essas dicas e recomendações em mente, o montador poderá realizar seus projetos sem preocupações, ao menos no que toca aos circuitos impressos e soldagem. Boas montagens a todos. ◀

O ZX81 continua sendo um dos micros mais populares em todo o mundo, seja diretamente ou através de seus compatíveis. Sempre deixou a desejar, no entanto, na sua interface para gravador, que dificulta o aproveitamento de programas registrados em fita. O "limpador" aqui descrito contorna os obstáculos, não só para o ZX81, como também para os demais computadores que utilizem um processo semelhante de pulso/pausa para gravação em fita magnética.

Sinais "limpos" para o ZX81

A interface para gravador cassete do micro ZX81 emprega a modulação por deslocamento de frequência (FSK ou *frequency-shift keying*) de uma única frequência. Nesse processo, o sinal é formado por um certo número de pulsos, seguido por uma pausa, numa sequência que se repete indefinidamente (veja a figura 1a). O número de pulsos entre duas pausas indica o nível lógico — onde quatro deles representam o "O" e nove indicam o "1".

Quando gravado em fita magnética, o sinal tem suas características "digitais" alteradas, devido às limitações do aparelho e da própria fita. Assim, ao ser recuperado pelo computador, ele passa a ter um aspecto semelhante ao da figura 1b — onde a oscilação em cada último pulso, antes da pausa, pode assumir o valor de um pulso para o micro, com consequências desastrosas. Portanto, para que o sinal possa ser lido corretamente, é preciso antes recuperar sua aparência digital, removendo toda interferência possível.

Princípio de operação

Os vários estágios do circuito podem ser vistos no diagrama simplificado da figura 2. O sinal entregue pelo gravador passa primeiramente por um atenuador ajustável, antes de ser amplificado e aplicado a um filtro passa-banda. Ele é novamente amplificado, a seguir, e depois levado a um filtro passa-altas. Toda essa preparação visa extirpar todas as oscilações de baixa frequência que o micro poderia interpretar como pulsos adicionais.

Uma vez filtrado, o sinal vai então a um par de retificadores de pico, um positivo e outro negativo. Por fim, um disparador Schmitt compara esses sinais com a saída do fil-

um filtro para sinais gravados em FSK

1

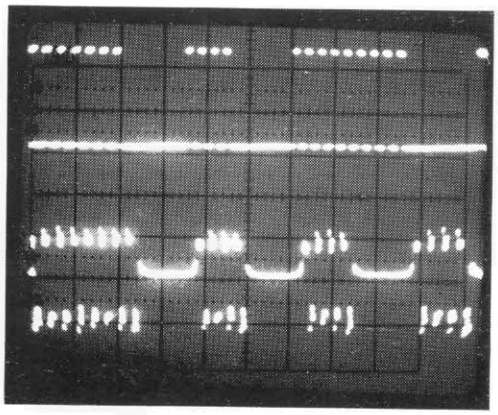


figura 1 — Pode-se ver, no alto, o tipo de pulsos que surge na saída para cassete do ZX81. Embaixo, os mesmos pulsos — que já não parecem tão "limpos" — depois de processados pelo gravador.

2

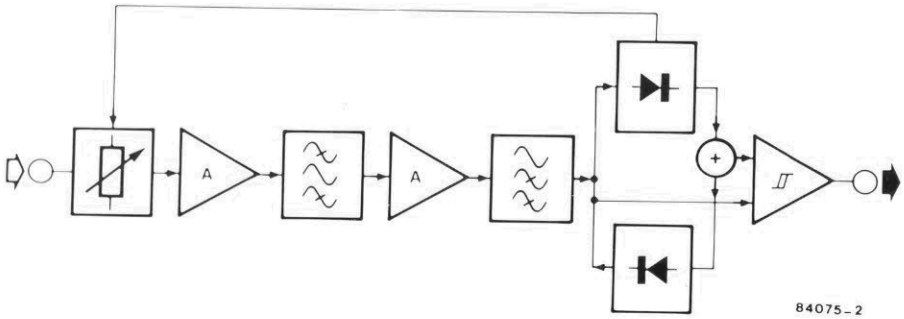


figura 2 — O circuito do limpador de pulsos consiste em amplificadores e filtros, um par de retificadores de pico, uma seção comparadora e um atenuador.

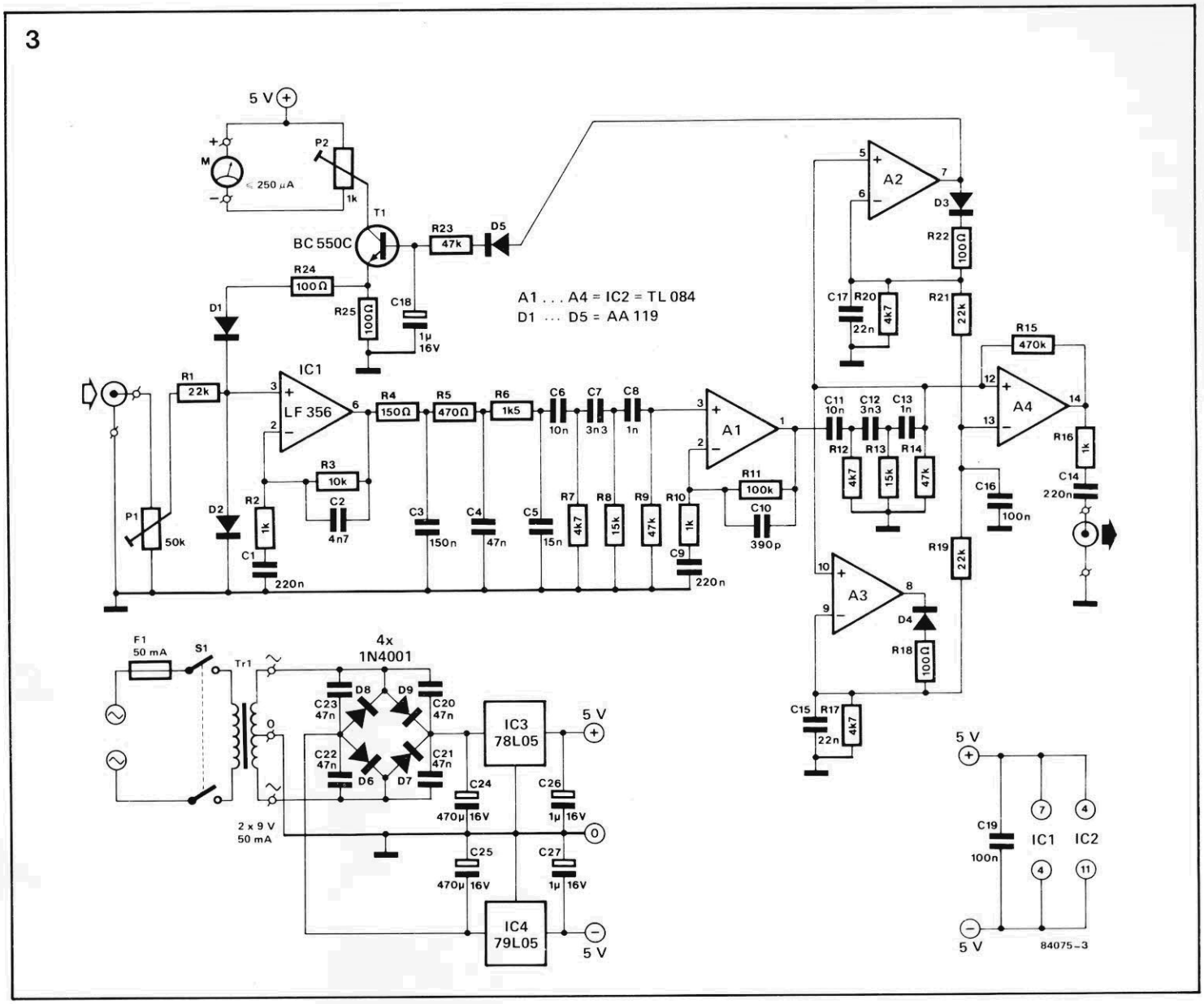


figura 3 — Esquema completo do limpador de pulsos. Devido à simplicidade do circuito, as várias seções do diagrama de blocos podem ser localizadas aqui de imediato.

tro passa-altas, a fim de assegurar que os breves pulsos de ruído também sejam eliminados. Parte do sinal liberado pelo retificador positivo vai ainda controlar o atenuador de entrada. O resultado é um sinal limpo, quase igual ao que foi originalmente gravado.

O circuito

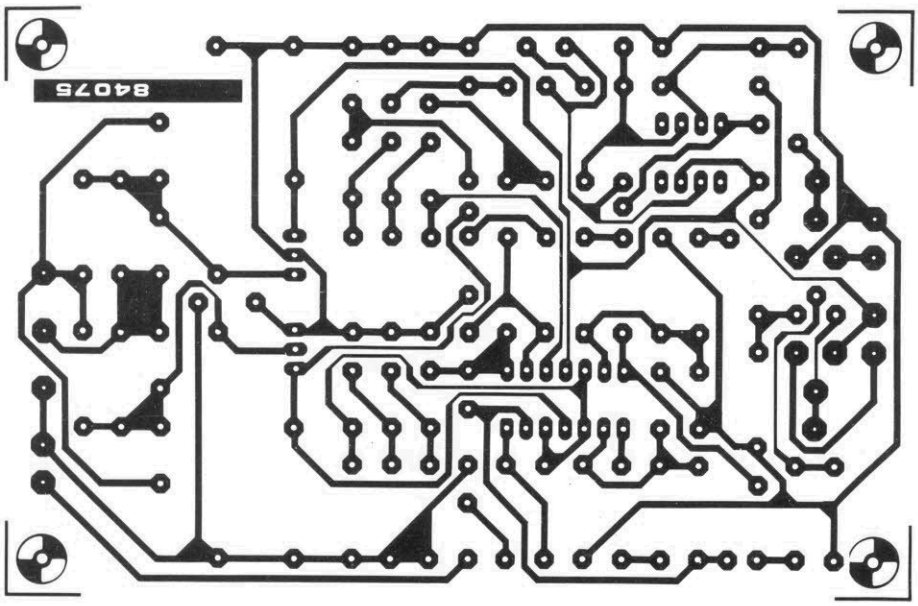
O circuito do limpador de pulsos pode ser visto por inteiro na figura 3. O sinal de entrada passa primeiro por um divisor, foramdo por P1, para depois ser levado ao atenuador ajustável — onde a saída do retificador de pico positivo (A2) determina a tensão CC na base do transistor T1, que por sua vez estabelece a corrente que deve passar pelos diodos D1 e D2 e, portanto, a impedância (ou resistência diferencial) dos mesmos. A atenuação do sinal de entrada é diretamente proporcional à tensão de saída em A2, aumentando quando ela aumenta e vice-versa. O instrumento de bobina móvel, ligado ao coletor de T1, fornece uma indicação visual do nível de sinal.

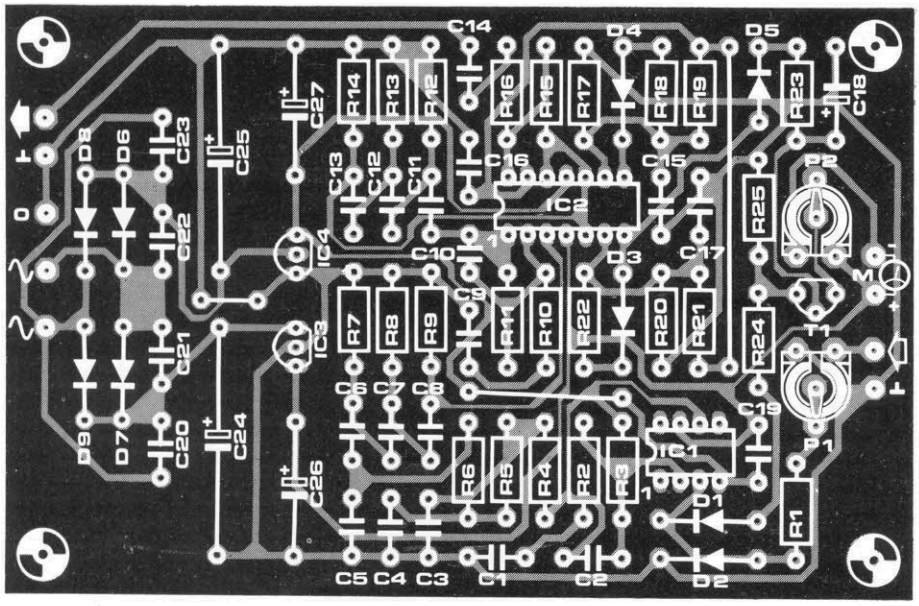
O atenuador é seguido pelo operacional IC1, que amplifica o sinal com um ganho de 11 e o entrega ao filtro passa-banda, que consiste em R4... R9 e C3...C8. O sinal já filtrado passa então por uma nova amplificação, com um ganho de 100 (em A1), sendo compensado pela atenuação sofrida no filtro. A parte de baixa frequência do sinal é agora removida pelo filtro passa-altas formado por R12... R14 e C11... C13, cujo ponto de corte situa-se ao redor dos 9 kHz.

O sinal tratado é entregue às entradas de dois retificadores de pico, A2 e A3, e à entrada não inversora do disparador Schmitt A4. Cada retificador é composto por um operacional com um diodo na saída, que carrega um capacitor de 22 nF (C15 ou C17) até o valor máximo da tensão de entrada (os diodos fazem parte da malha de realimentação dos operacionais). Os resistores de 100 ohms, por sua vez, foram incluídos para limitar a corrente de carga fornecida por A2 e A3.

Os sinais que deixam os retificadores são somados através de R19 e R21, indo para a entrada não inversora de A4. A outra entrada do disparador, como havíamos visto, é

4





acoplada à saída do filtro passa-altas, de modo que A4 possa comparar os sinais dos retificadores com os pulsos diferenciais fornecidos por ele. A saída do circuito pode ser diretamente ligada ao ZX81, pois fornece uma forma de onda "limpa", perfeitamente retangular.

Na prática

Embora pequeno, este circuito funcionará melhor se for montado em uma placa impressa adequada, como a da figura 4, nem que seja para acomodar melhor o grande número de componentes passivos que contém. Ela prevê espaço até para a fonte de alimentação, deixando de fora apenas o transformador e o microamperímetro, e traz claramente indicados todos os pontos de conexão externos.

Montados todos os componentes, pode-se então ajustar os dois trimpots do circuito, o que deve ser feito com o limpador conectado entre o micro e o gravador cassete. Em seguida, enquanto tenta-se transferir alguns programas bem gravados para o computador, basta girar P1 até que todos estejam sendo recebidos corretamente. Feito isto, atua-se sobre P2, de forma que o instrumento indique leitura a meia escala, durante a "carga" dos programas.

A leitura do microamperímetro pode ser sempre usada como referência no carregamento de programas. Assim, se a agulha não for para o meio da escala, será preciso ajustar P1 até que a referência seja restabelecida — recurso que facilita a transferência dos programas mais "difíceis". ◀

Listas de componentes

Resistores
R1, R19, R21 — 22 k
R2, R10, R16 — 1 k
R3 — 10 k
R4 — 150
R5 — 470
R6 — 1,5 k
R7, R12, R17, R20 — 4,7 K
R8, R13 — 15 k
R9, R14, R23 — 47 k
R11 — 100 k
R15 — 470 k
R18, R22, R24, R25 — 100
P1 — trimpot de 50 k
P2 — trimpot de 1k
Obs.: todos os valores em ohms

Capacitores
C1, C9, C14 — 220 nF
C2 — 4,7 nF
C3 — 150 nF
C4, C20...
C23 — 47 nF
C5 — 15 nF
C6, C11 — 10 nF
C7, C12 — 3,3 nF
C8, C13 — 1 nF
C10 — 390 pF
C15, C17 — 22 nF
C16, C19 — 100 nF
C18, C26, C27 — 1 µF/16 V
C24, C25 — 470 µF/16 V

Semicondutores
*D1...D5 — AA119 ou equivalentes**
D6...D9 — 1N4001
T1 — BC550C
IC1 — LF 356
IC2 — TL084
IC3 — 78L05
IC4 — 79L05

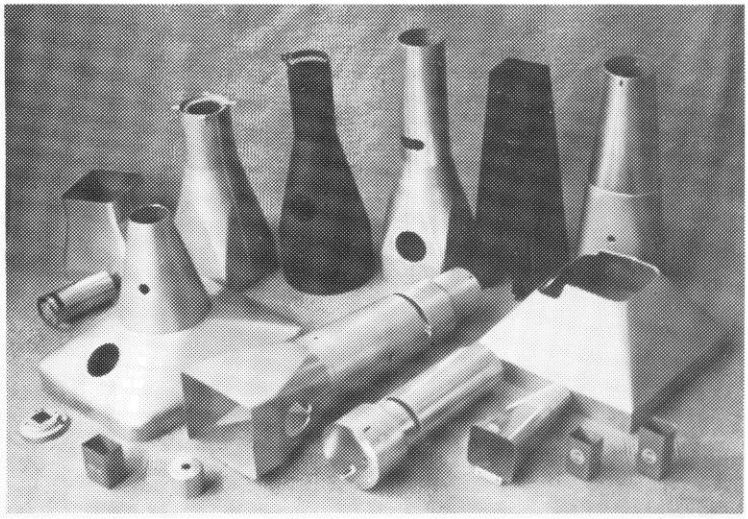
Diversos
F1 — fusível lento, 50 mA
M1 — amperímetro bobina móvel, 250 µA
S1 — chave liga/desliga, 2 pólos
Tr1 — transformador 2 x 9 V, 50 mA
Placa nº 84075

*** Características do diodo AA119:**
— tipo — germânio
— tensão inversa — 30V
— corrente direta — 35 mA
— corrente de pico — 200 mA

figura 4 — A placa impressa poderá ser alojada em uma caixa à parte ou no gabinete do computador, caso haja espaço.

Família de blindagens magnéticas

A empresa HDMG, de São Paulo, passou a representar no Brasil a firma inglesa Telcon, fabricante de blindagens magnéticas para tubos de raios catódicos. Feitas com ligas metálicas especiais, altamente permeáveis ao fluxo magnético, essas blindagens destinam-se a qualquer aparelho que empregue cinescópios e esteja sujeito a esse tipo de 11interferência – tais como osciloscópios e computadores, por exemplo.

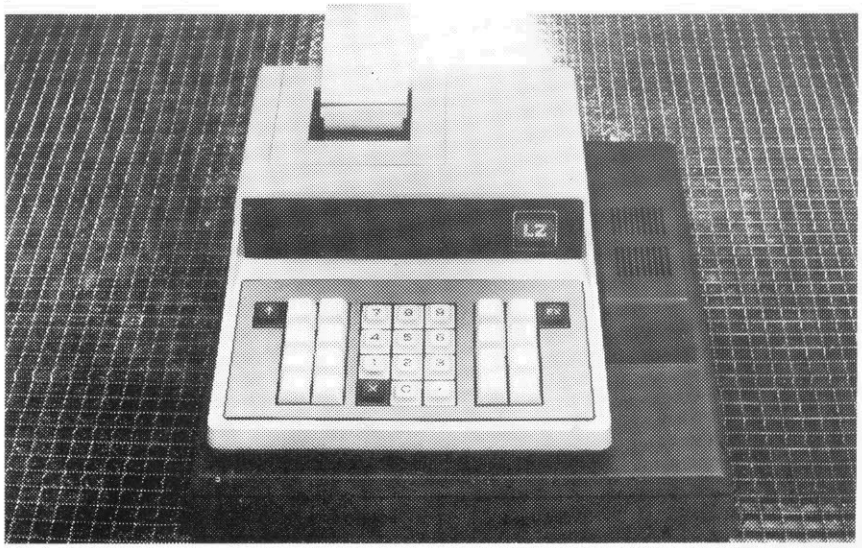


Acionador de perfil baixo para a linha MSX

É do Ceará que vem o mais novo periférico para os micros MSX nacionais: a Microsol Tecnologia, sediada em Fortaleza, está anunciando o lançamento do DRX-360, acionador de disquetes *slim line* (perfil baixo). Ele veio fazer companhia ao DRX-180 e ao CDX-2, já lançados pela empresa (veja "Mercado", Elektor nº 2), e emprega discos de 5" e 40 trilhas, face dupla, com capacidade de 360 kB. A exemplo do DRX-180, também utiliza o controlador de disquetes CDX-2, acoplado a um dos conectores de expansão do computador. Mede 44,5x148x276 mm e custa cerca de Cz$ 9.500,00 em todo o país.

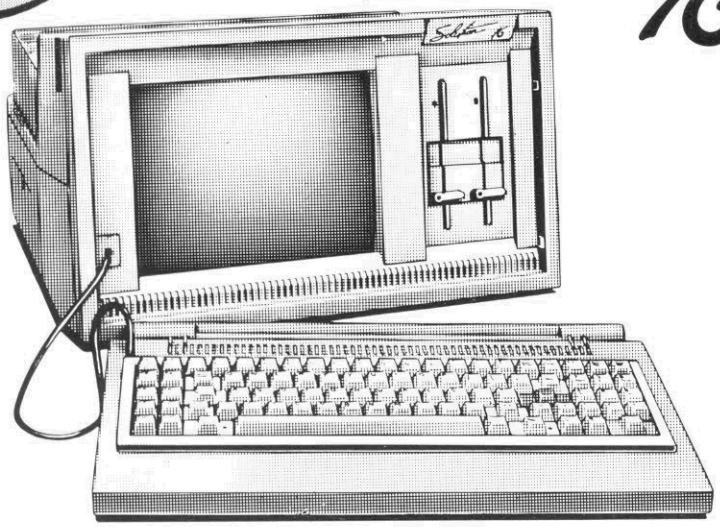
Equipamento para automação comercial

Uma linha completa de produtos para automação comercial foi lançada recentemente pela LZ Equipamentos Eletrônicos, do Rio de Janeiro. Ela é composta por concentradores, micros, terminais numéricos (*foto*) e terminais de ponto de venda. Segundo a empresa, os equipamentos adaptam-se às mais variadas necessidades de supermercados, lojas de departamentos, financeiras, hotéis e comércio em geral, de qualquer porte e nível de informatização. Além disso, oferece também a consultoria necessária à implantação dos sistemas.



PROMOÇÃO DE LANÇAMENTO

Solution 16



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

- Memória RAM: 256 Kb expansível sem uso de slots a 512 Kb.
- Memória ROM 16 Kb.
- Vídeo fósforo verde de 12" com controle de intensidade. Alta resolução: 128.000 pontos.
- Teclado de 89 teclas com caracteres em português, 10 teclas de função e numérico reduzido.
- Microprocessador 8088 4,77 MHz.
- Discos flexíveis 2 unidades slim face dupla, com capacidade de 360 Kb.
- Porta paralela para impressora.
- Saída simultânea para monitor de vídeo colorido padrão RGBI.
- 2 slots de expansão.

SONORA INFORMÁTICA LTDA. REVENDEDOR EXCLUSIVO PROLÓGICA.

Loja 1 — Rua: Santa Ifigênia, 194 — Fones: 227-8533 — 227-8010
Loja 2 — Rua Santa Ifigênia, 313 — Fone: 220-0309
Show Room — Rua Santa Ifigênia, 194 — 1º andar — Fone: 227-8790
Escritório de Vendas — Fone: 229-7810.

SONORA INFORMÁTICA Ltda.

REVENDEDOR AUTORIZADO ZIROK VIDEOSAT II

1 — O sistema VIDEO SAT II é composto por:
01 — Antena parabolica AVS 2,4
01 — Receptor VSR-2 ou VSR-3
01 — Conversor VDC-2 ou VBC-3
01 — LNA de 85 graus
01 — Conector LNA/Conversor
Cabos conversor/receptor com 20m Balun

Manuais de instalação

A instalação do sistema VIDEOSAT II e simplificada e pode ser realizada por pessoa sem conhecimento especifico de eletrônica. O refletor da antena em fibra de vidro, o mesmo material utilizado para fazer iates de luxo, carros esportivos, apresente alta durabilidade sendo imune a corrosão como os metais e excelente resistência a choques mecânicos. Sua construção em apenas três petalas propicia montagem rápida e fácil de uma antena de grande desempenho. Os receptores VIDEOSAT II da série VSR tem indicador de sinal eletrônico do tipo "bar-graph" e permitem que uma unica antena seja ligada a vários receptores (VSR-3).

Loja 1 — Rua Santa Ifigenia, 194 — fones: 227-8533/227-8010
Loja 2 — Rua Santa Ifigenia, 313 — fone: 220-0309
Show Room — Rua Santa Ifigenia, 194 1º andar — fone: 227-8790
Escritório de Vendas — fone: 229-7810

Chegaram os estojos Elektor!

Colecionadores, suas preces foram atendidas!

Os estojos Elektor vieram para organizar e conservar suas revistas sempre como novas, de uma forma mais prática e barata que a encadernação convencional.

Confeccionados em material resistente e cores sóbrias, adaptam-se a qualquer estante.

Trazem impresso o nome "Elektor Eletrônica" na lombada, além de um espaço próprio para a identificação dos volumes (por ano ou pelo número de edições, por exemplo).

E são fornecidos numa largura padrão, para acomodar as edições de um ano da revista.

PREÇO DE LANÇAMENTO:

Cz$ 400,00

mais despesas postais

Preencha o cupom abaixo e remeta-o à caixa postal 4861, CEP 01051, São Paulo, SP.
Aguarde o aviso dos Correios em sua casa. Não precisa enviar dinheiro agora.

Quero receber ..... estojo(s) Elektor Eletrônica pelo reembolso postal ao preço de Cz$ 400,00 cada, mais despesas de correio. ek20

Nome .....

Endereço ..... Estado .....

CEP ..... Cidade .....

Empresa .....

CGC ..... Inscrição .....

Assinatura .....

Data .....

Chegou! Mikro

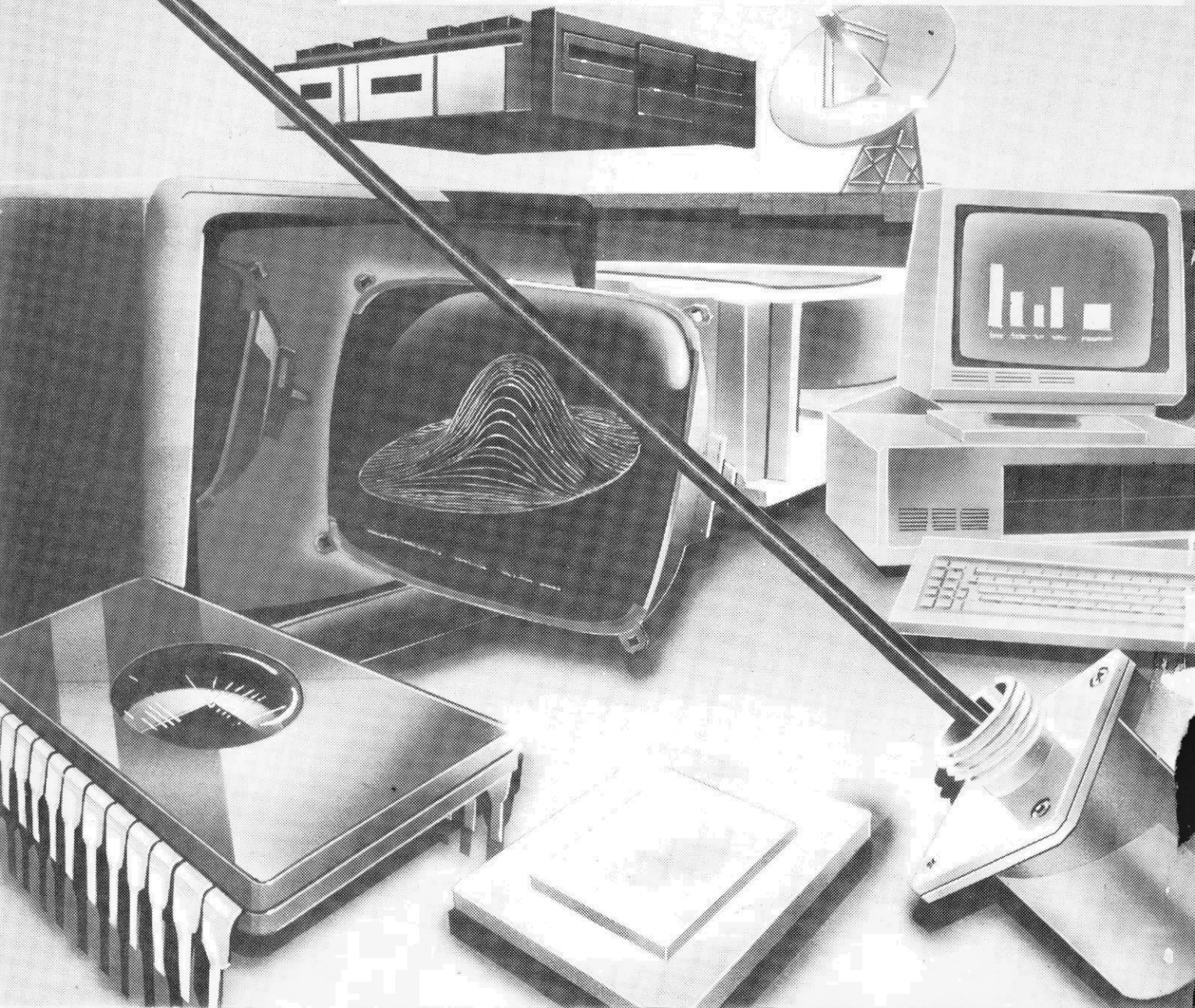
Eletrônica & Informática

A revista que todos estavam esperando. Mas que não é apenas mais uma revista de informática. Ela trata o *hardware* com a mesma importância do *software* e ambos com a devida profundidade — afinal, é impossível desvincular um do outro, assim como não se pode falar de informática sem abordar eletrônica.

É uma publicação mensal, com seções fixas sobre tecnologia, análises de equipamento e programas, *software* aplicativo e básico, dicas práticas para micros, além de lançamentos, novidades, livros e eventos da área.

Assim, na Mikro será possível encontrar tanto artigos de inteligência artificial, CAD/CAM e automação, como de Pascal, dBase e os vários sistemas operacionais. E muitas informações sobre pesquisa e desenvolvimento, não só dos EUA, mas também da Europa e do Japão; mas sem esquecer, é claro, nossa realidade.

Mikro Eletrônica & Informática: a revista técnica de *hardware* e *software* que não esquece suas origens. Mais um lançamento da Publitron, com o mesmo nível da já famosa Elektor. Leia e comprove. Nas bancas e por assinatura.

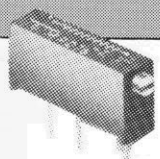


DATA-EX

COM O KNOW-HOW DA

BOURNS

É A PRIMEIRA FABRICANTE DE POTENCIÔMETROS DO BRASIL

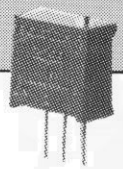


TRIMPOT 15 VOLTAS

REF 3006P-1	Resist (OHMS)	REF. 3006P-1	Resist. (OHMS)
100	10		
200	20	203	20K
500	50	253	25K
101	100	503	50K
201	200	104	100K
501	500	204	200K
102	1K	254	250K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M

TRIMPOT 1 VOLTA

REF. 3386F-1	Resist (OHMS)	REF. 3386F-1	Resist. (OHMS)
100	10		
200	20	203	20K
500	50	253	25K
101	100	503	50K
201	200	104	100K
501	500	204	200K
102	1K	254	250K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M

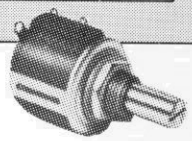


TRIMPOT 25 VOLTAS

REF 3296W 1	Resist (OHMS)	REF 3296W 1	Resist (OHMS)
100	10	203	20K
200	20	253	25K
500	50	503	50K
101	100	104	100K
201	200	204	200K
501	500	254	250K
102	1K	504	500K
202	2K	105	1M
502	5K	205	2M
103	10K	505	5M

TRIMPOT 1 VOLTA

REF 3359P-1	Resist (OHMS)	REF 3359P-1	Resist (OHMS)
101	100	203	20K
201	200	503	50K
501	500	104	100K
102	1K	204	200K
202	2K	504	500K
502	5K	105	1M
103	10K	205	2M



TRIMPOT 10 VOLTAS

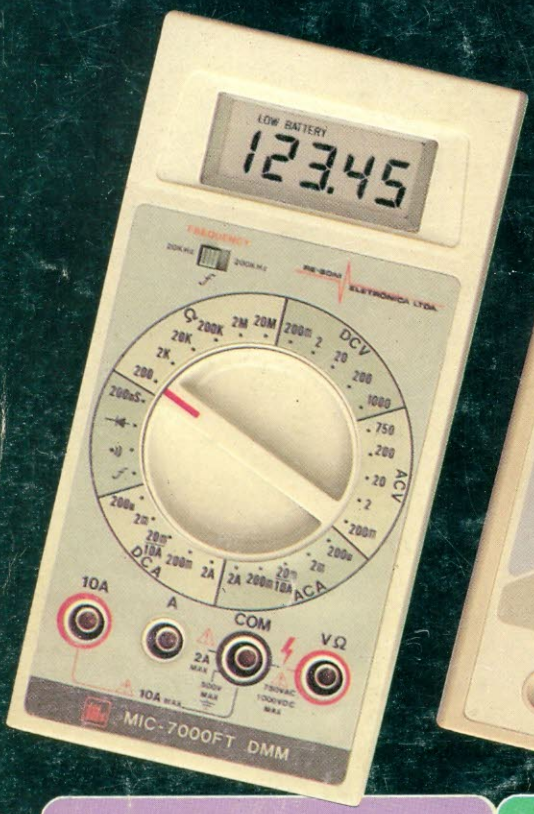
REF 3590S-1 -X-	TOLERÂNCIA %	Resist (OHMS)
-201	0,039	200
-501	0,033	500
-102	0,029	1K
-202	0,023	2K
-502	0,025	5K
-103	0,020	10K
-203	0,019	20K
-503	0,013	50K
-104	0,009	100K

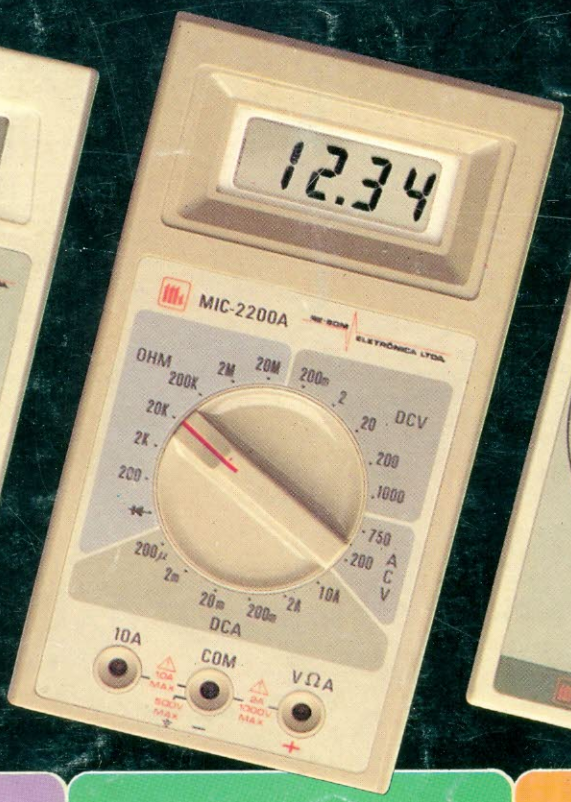
A TITRONIX, A SUA MAIOR DISTRIBUIDORA, COLOCA SEU GRANDE ESTOQUE A SERVIÇO DO ATENDIMENTO PERSONALIZADO DE SEUS CLIENTES.

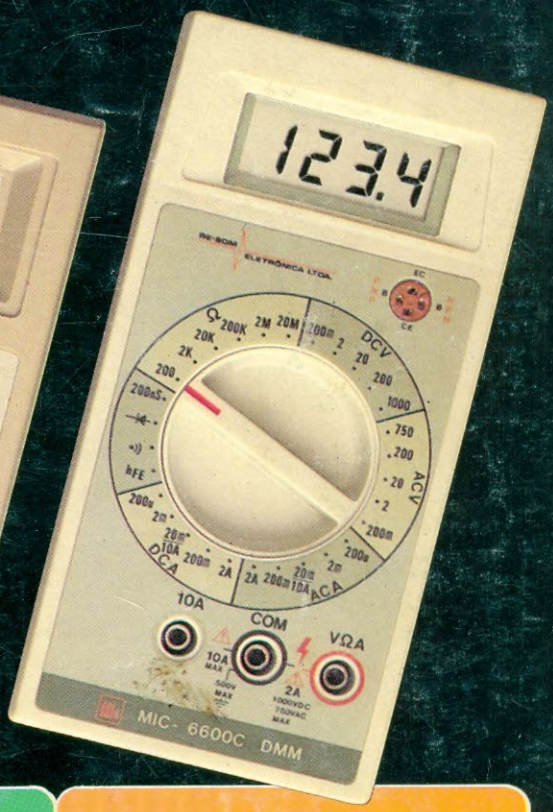
TITRONIX ELETRÔNICA LTDA
R. Dr. Eurico Rangel, 40
Tel. (011) 543-4766 Telex (011) 31889
Cep 04602 Campo Belo SP.

MULTÍMETRO

DIGITAL







MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua Aurora, 291-1º Andar-Conj. 13
CEP 01209 - São Paulo - SP